



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI NAPOLI FEDERICO II  
SCUOLA POLITECNICA E DELLE SCIENZE DI BASE  
DIPARTIMENTO DI STRUTTURE PER L'INGEGNERIA E L'ARCHITETTURA  
DIPARTIMENTO DI FISICA

DOTTORATO DI RICERCA IN INGEGNERIA DELLE COSTRUZIONI - XXVII CICLO

COORDINATORE: PROF. ING. LUCIANO ROSATI

TESI DI DOTTORATO

## **USO DI MATERIALI ELASTOMAGNETICI INNOVATIVI PER ATTENUATORI E SENSORI DI DEFORMAZIONE**

Tutor  
Prof. Ing. Mario Pasquino  
Prof. Luciano Lanotte

Candidato  
Dott. Ing. Enrico Ricciardi



*ai miei genitori,  
a Carla,  
a Puri*



*Un viaggio lungo tre anni.* Dovessi elaborare una definizione per il dottorato di ricerca, sarebbe certamente la più appropriata. Un cammino che non avrei mai potuto percorrere senza il continuo sostegno, professionale ma soprattutto umano, di due maestri che ho avuto il privilegio di conoscere lungo il mio percorso. A Mario Pasquino e Luciano Lanotte va l'infinito abbraccio di un allievo affezionato, fiero dei traguardi che ha potuto raggiungere grazie alla loro costante presenza.

Un sincero ringraziamento rivolgo ad Antonio Hernando e Pilar Marín, che mi hanno seguito con immensa professionalità nel mio periodo di studio all'estero, incoraggiandomi e vestendo di luce nuovi stimolanti orizzonti di ricerca.



## Sommario

### **INTRODUZIONE ..... I**

<i>Premessa.....</i>	<i>I</i>
<i>I.I. Motivazioni di base e finalità innovative .....</i>	<i>II</i>
<i>I.II. Principali interventi di isolamento sismico all'estero .....</i>	<i>IX</i>
<i>I.III. Applicazioni per la protezione dei beni culturali e industriali.....</i>	<i>XVIII</i>
<i>I.IV. La normativa italiana.....</i>	<i>XX</i>
<i>I.V. I materiali magneto-piezoresistivi ed i microfilì magnetostrittivi in sensoristica.....</i>	<i>XXIII</i>

### **CAPITOLO I. LA MISURA DELLE DEFORMAZIONI STATICHE E DINAMICHE NELL'INGEGNERIA CIVILE**

Generalità .....	1
1.1. Strain Gauges .....	2
1.2. Rosette estensimetriche .....	6
1.3. Dinamometri con estensimetri elettrici a resistenza .....	15
1.4. Estensimetri a corda vibrante .....	24
1.5. Accelerometri piezoelettrici .....	41
1.6. Altre tipologie di accelerometri .....	50
1.7. Accelerometri MEMS .....	52
1.8. Servoaccelerometri.....	54

## **CAPITOLO II. I MATERIALI COMPOSITI ELASTOMAGNETICI E LE LORO PROPRIETÀ**

Generalità .....	55
2.1. Materiali ferromagnetici.....	55
2.2. Magnetoelasticità .....	57
2.3. Elastomagnetismo standard.....	62
2.4. Elastomeri magnetoreologici.....	65
2.5. Multistrato elastomagnetici.....	67

## **CAPITOLO III. APPLICAZIONI IN SENSORISTICA: SENSORI MAGNETO-PIEZORESISTIVI E MICROFILI MAGNETOSTRITTIVI AMORFI**

Premessa.....	69
3.1. Realizzazione di sensori magneto-piezo-resistivi.....	69
3.2. Applicazione di un elastomero magnetoreologico come sensore di deformazione/posizione.....	76
3.3. Microfili magnetostrittivi amorfi.....	78
Prove sperimentali .....	86
Ulteriori indagini sperimentali .....	93

## **CAPITOLO IV. ATTENUATORI ELASTOMAGNETICI**

Premessa.....	109
4.1. Stato dell'arte .....	109



4.1.1. Confezionamento di componenti elastomagnetici .....	111
4.1.2. Prima serie di prove sperimentali effettuate .....	113
4.1.3. Prove a regime vibrazionale longitudinale.....	116
4.2. Successive indagini sperimentali tese ad evidenziare il ruolo delle azioni magnetiche.....	122
4.2.1. Prove effettuate e risultati .....	124
4.2.2. Confronto tra i risultati sperimentali e loro discussione .....	136
4.2.3. Principi di funzionamento di forze magnetiche permanenti nell'attenuazione delle vibrazioni.....	139
4.3. Prove su tavola vibrante .....	142
4.3.1. Set-up sperimentale.....	143
4.3.2. Condizioni sperimentali.....	150
<b><u>CONCLUSIONI</u></b> .....	165
<b><u>BIBLIOGRAFIA</u></b> .....	175



## INTRODUZIONE

### *Premessa*

Diverse problematiche ingegneristiche, in ambito prevalentemente civile, possono essere utilmente affrontate con l'ausilio di materiali magnetici innovativi.

Due sono i *filoni* di ricerca considerati in questo lavoro di tesi: i sistemi di attenuazione delle vibrazioni da un lato, e la sensoristica dall'altro.

L'attenuazione delle vibrazioni costituisce una tematica in continua evoluzione, alla ricerca di soluzioni sempre più efficaci nei settori più disparati. Il comfort dei passeggeri nei riguardi delle oscillazioni e dei livelli di rumore, la sicurezza ed il contenimento degli stress acustici cui sono soggetti gli operai in presenza di macchinari rumorosi, l'isolamento di apparecchiature biomedicali costose e delicate, la protezione dei manufatti edilizi dalle sollecitazioni indotte dagli eventi sismici e dal vento costituiscono, infatti, solo alcuni esempi dei numerosi campi in cui la riduzione ed il controllo delle vibrazioni assumono crescente importanza.

Contemporaneamente, la ricerca internazionale ha investito molte energie nello studio e nella realizzazione di sensori (di posizione, di deformazione e/o tensione, etc...) con l'intento di produrre dispositivi affidabili, sensibili e a buon mercato. Anche in questo caso, i materiali magnetoreologici e magnetostrittivi di cui ci siamo occupati, grazie alle loro specifiche peculiarità, sono particolarmente interessanti e competitivi, attesa la grande varietà degli scenari di possibile applicazione.

Cercheremo, nelle pagine che seguono, di fornire qualche elemento in più, volto a far luce sulle motivazioni di base che ci hanno spinto in questa indagine, e sulle peculiari proprietà dei materiali elastomagnetici e magneto-

piezoresistivi di cui ci siamo serviti, inquadrandoli all'interno dell'attuale scenario tecnologico.

### ***I.I. Motivazioni di base e finalità innovative***

I terremoti (dal latino *terrae motus*) sono vibrazioni della crosta terrestre, provocate da un'improvvisa liberazione di energia in un punto profondo della crosta stessa; da questo punto, detto *epicentro*, si propagano in tutte le direzioni una serie di onde elastiche, dette "onde sismiche".

Queste si classificano essenzialmente in due famiglie, sulla base della modalità di propagazione nel mezzo in cui viaggiano:

a) onde di corpo (*body waves*): si propagano dalla sorgente sismica, attraverso il volume del mezzo interessato, in tutte le direzioni. A loro volta si dividono in:

*onde P*: onde compressive, dette anche longitudinali o primarie. Simili alle onde acustiche, corrispondono a compressioni e rarefazioni del mezzo in cui viaggiano; al loro passaggio le particelle del materiale attraversato compiono un moto oscillatorio nella direzione di propagazione dell'onda. Sono, fra le onde generate da un terremoto, le più veloci, e dunque le prime ad essere avvertite in una stazione sismica, da cui il nome di onda P (Primaria).

*onde S*: provocano nel materiale attraversato oscillazioni perpendicolari alla loro direzione di propagazione. Le si può immaginare come onde propagantisi su una corda di lunghezza finita, che viene fatta oscillare muovendone trasversalmente una estremità. Un'importante caratteristica di queste onde è che non possono propagarsi in mezzi fluidi, in cui il modulo di rigidità è nullo.

b) onde di superficie (*surface waves*): si generano a causa dell'incidenza delle onde di corpo con una superficie di discontinuità fisica, la più studiata delle

quali è la superficie libera della terra, ossia la superficie di separazione tra la crosta e l'atmosfera terrestre. Si distinguono:

*Onde di Rayleigh*: quando un'onda S, insieme con un'onda P, incide su una superficie libera, queste vengono in parte riflesse ed in parte si genera un'ulteriore onda, data dalla composizione vettoriale delle due, che si propaga sulla superficie stessa: è l'onda di Rayleigh.

*Onde di Love*: anch'esse generate dall'incontro delle Onde S con la superficie libera del terreno, possono tuttavia svilupparsi solo nei mezzi in cui la velocità delle Onde S aumenta con la profondità (in presenza, dunque, di un mezzo disomogeneo) e per loro stessa natura sono sempre *onde disperse*. Le Onde di Love fanno vibrare il terreno sul piano orizzontale in direzione ortogonale rispetto alla direzione di propagazione dell'onda. La velocità di propagazione delle onde di Love è maggiore di quella delle onde S negli strati più superficiali della crosta, ma minore della stessa negli strati più bassi.

Le parti rocciose e magmatiche costituenti la crosta superficiale terrestre, sono sottoposte a lenti ma continui movimenti reciproci e deformazioni, e i terremoti accadono quando la tensione risultante eccede la capacità del sistema meccanico terrestre di sopportarla. Questa condizione occorre molto spesso sui confini delle placche tettoniche, nelle quali la litosfera terrestre può essere suddivisa. Gli eventi sismici che avvengono nei confini tra placche sono detti terremoti *interplacca*; quelli meno frequenti che, di contro, avvengono all'interno delle placche della litosfera, sono detti terremoti *intraplacca*.

I terremoti accadono ogni giorno sulla Terra, ma la maggior parte causa poco o nessun danno. La durata media di una scossa è molto al di sotto dei 30 secondi, ma per gli eventi sismici più forti può arrivare fino a qualche minuto. Come già detto, le onde elastiche che si propagano durante un terremoto sono di diverso tipo, ma in molti casi possono risultare in un mo-

vimento prevalentemente orizzontale o verticale del terreno (scossa ondulatoria o sussultoria). Un terremoto può essere accompagnato da forti rumori che possono ricordare boati, rombi, tuoni, sequenze di spari: tali suoni sono dovuti ad onde di pressione nell'atmosfera, causate dal sisma stesso o da scorrimenti improvvisi che a questo si accompagnano, e sono più intensi in prossimità dell'epicentro.

La *velocità di propagazione* delle onde sismiche dipende sia dal tipo di onda che dal mezzo di propagazione, ma risulta comunque sempre massima per le onde P. Ad esempio, nel granito, la velocità di propagazione delle onde P è di circa 5.5 km/s, quella delle onde S è 3.0 km/s, mentre nell'acqua la velocità delle onde P è circa di 1.5 km/s. Le onde sismiche hanno frequenze dominanti tra i 2 e i 10 Hz per le principali fasi, ben al di sotto del *range* di frequenze dell'udibile umano (20 Hz ~ 20.000 Hz).

L'Italia, purtroppo, è uno dei Paesi a maggiore rischio sismico del Mediterraneo, sia per la frequenza dei terremoti che hanno storicamente interessato il suo territorio, sia per l'intensità che alcuni di essi hanno raggiunto, determinando un impatto sociale ed economico rilevante. La sismicità della Penisola italiana è legata alla sua particolare posizione geografica: è situata, infatti, nella zona di convergenza tra la zolla africana e quella eurasiatica ed è sottoposta a forti spinte compressive, che causano l'accavallamento dei blocchi di roccia. Dall'andamento della linea nell'immagine riportata in fig. I.1, si arguisce agevolmente perché, di fatto, solo la Sardegna non risenta particolarmente di eventi sismici.

La sismicità più elevata si concentra nella parte centro-meridionale della penisola - lungo la dorsale appenninica (Val di Magra, Mugello, Val Tiberina, Val Nerina, Aquilano, Fucino, Valle del Liri, Beneventano, Irpinia) - in Calabria e Sicilia, ed in alcune aree settentrionali, tra le quali il Friuli, parte del Veneto e la Liguria occidentale. I terremoti che hanno colpito la Penisola hanno causato danni economici consistenti, valutati – per gli ultimi qua-

ranta anni – in circa 135 miliardi di euro, che sono stati impiegati per il ripristino e la ricostruzione post-evento. A ciò si devono aggiungere le conseguenze non traducibili direttamente in valore economico sul patrimonio storico, artistico, monumentale, e, ovviamente, l'immenso tributo in vite umane.

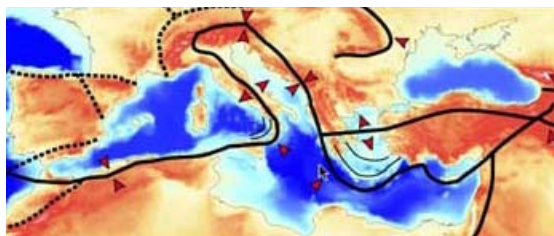


Fig. I.1. Inquadramento tettonico dell'Italia, nel bacino mediterraneo. Le frecce in rosso indicano le direzioni di spinta delle placche.

In Italia, il rapporto tra i danni prodotti dai terremoti e l'energia rilasciata nel corso degli eventi è molto più alto rispetto a quello che si verifica normalmente in altri Paesi ad elevata sismicità, quali la California o il Giappone. Ad esempio, il terremoto del 1997 in Umbria e nelle Marche ha prodotto un quadro di danneggiamento (senz'altro: 32.000; danno economico: circa 10 miliardi di Euro) confrontabile con quello della California del 1989 (14.5 miliardi di dollari USA), malgrado fosse caratterizzato da un'energia circa 30 volte inferiore. È proprio questo il vero tema: rispetto ad altri Paesi, come la California o il Giappone, nei quali la pericolosità è anche maggiore, l'Italia ha una vulnerabilità sismica molto elevata, per la notevole fragilità del suo patrimonio edilizio, del sistema infrastrutturale, industriale, produttivo e delle reti dei servizi. L'esposizione si attesta su valori altissimi, in considerazione dell'alta densità abitativa e della presenza di un patrimonio storico, artistico e monumentale unico al mondo. In questo senso, il già citato evento del 1997 in Umbria e Marche costituisce un esempio illuminante, poiché danneggiò fortemente circa 600 chiese e, emblematicamente, la secolare

Basilica di S. Francesco d'Assisi, che custodisce le spoglie del Santo dal 1230.

Più recentemente, i terremoti a L'Aquila prima, e in Emilia Romagna poi, hanno drammaticamente posto in luce, ancora una volta, la forte vulnerabilità del nostro patrimonio edilizio, non soltanto con riferimento ai centri storici, ma anche edifici di più recente costruzione, ivi compresi i capannoni industriali.

In questo scenario, sempre maggiore attenzione la ricerca internazionale sta dedicando al tema della protezione sismica mediante sistemi innovativi. È andata infatti maturando la convinzione che il più efficace sistema di difesa dagli eventi sismici non possa consistere esclusivamente nel mero "buon costruire", ossia nel rispetto di attenti criteri progettuali e costruttivi, ma possa e debba invece sfruttare l'azione di dispositivi dedicati, capaci di abbattere le sollecitazioni e/o mitigarne gli effetti.

In particolare, per l'effettiva protezione delle persone e dei beni, anche il più attento isolamento del solo manufatto edilizio non è sufficiente. Vanno isolati, infatti, anche tutti quegli oggetti che, all'interno dell'edificio, possono subire danni per effetto dell'eccitazione sismica. Il terremoto del 2012 in Emilia Romagna costituisce, da questo punto di vista, un esempio emblematico: molti dei capannoni industriali – dedicati alla produzione e allo stoccaggio di forme di parmigiano reggiano ed altri prodotti caseari – non hanno subito danni strutturali di rilievo, eppure intere scaffalature sono collassate, distruggendo, così, il loro pregiato contenuto (cfr. fig. I.2). Tanto per fornire delle cifre, è sufficiente ricordare che, nella sola provincia di Reggio Emilia, i danni causati dalla perdita delle forme di parmigiano ammontano a circa 70 milioni di euro. Discorsi analoghi valgono, ovviamente, per le apparecchiature biomedicali (sale operatorie, macchinari per risonanze magnetiche, etc...), per le strumentazioni di laboratorio, o per opere d'arte custodite in chiese e musei: anche in questo caso, non si può prescindere



dalla necessità di proteggere i singoli oggetti con sistemi pensati ad hoc, in aggiunta a quanto è stato già previsto per il manufatto edilizio.



Fig. I.2. Crollo delle scaffalature in un capannone destinato alla conservazione del formaggio.

La nostra attività di ricerca, nel campo degli attenuatori, si è concentrata proprio sulla problematica della mitigazione delle vibrazioni relative, che si generano tra strutture caratterizzate da rigidzze molto diverse, sotto l'azione di oscillazioni periodiche indotte dall'esterno.

Nell'ambito dell'attenuazione delle vibrazioni e della riduzione dei loro effetti, le tecnologie attualmente in uso consentono di scegliere tra soluzioni sino a pochi decenni fa impensabili, grazie ai grandi progressi compiuti nel campo della ricerca di materiali sempre più performanti. Molto spesso, i dispositivi impiegati non sono dei meri dissipatori d'energia – che sfruttano l'isteresi plastica o altri processi dissipativi – ma si basano sul controllo *attivo* delle vibrazioni: sono appunto *attivati* dalla presenza di sensori i quali, captate oscillazioni anomale o comunque eccedenti un certo valore di soglia, innescano il funzionamento di un complesso di altri sistemi attuatori, capaci

di produrre oscillazioni in opposizione di fase, o di irrigidire localmente la struttura nei punti richiesti. I campi di forza che devono generarsi nel controllo attivo necessitano, per funzionare, di energia *dall'esterno* e quindi, in definitiva, di costi aggiuntivi rispetto a quelli di progettazione e installazione. Diverso è il caso del controllo *passivo* delle vibrazioni, che si esercita per mezzo delle modifiche addotte da appositi dispositivi a determinate caratteristiche strutturali (rigidezza, smorzamento) senza l'ausilio di energie esterne.

È qui che intervengono gli **attenuatori elastomagnetici**. Le loro caratteristiche consentono, infatti, di produrre dispositivi innovativi e competitivi i quali, se da un lato sono considerabili passivi, poiché non hanno bisogno dell'apporto di energia esterna, dall'altro sono, però, auto-attivi, poiché variano automaticamente la propria rigidezza quando si deformano.

Premminente intento di questa indagine è dimostrare che un attenuatore elastomagnetico stratificato si comporta come un tradizionale materiale passivo, attraverso la Dissipazione Supplementare Passiva (*Supplemental Passive Damping*) perché funge da ammortizzatore/dissipatore; d'altra parte, però, è anche auto-attivo, poiché riesce a variare, in funzione dell'entità della deformazione, la propria rigidezza: tale comportamento è dovuto alla variazione della forza di repulsione magnetica durante ogni vibrazione che si propaga in direzione del campo magnetico.

Il meccanismo di funzionamento degli attenuatori elastomagnetici determina, come vedremo, una risposta asimmetrica alla fase di contrazione e quella di dilatazione che il pacchetto elastomagnetico subisce nel processo dinamico e, dunque, una disarmonicità alle frequenze spontanee di vibrazione, che elude la generazione del pericoloso fenomeno della risonanza. In altri termini, ciò significa anche che nessuna deformazione perfettamente armonica può essere prodotta sulla struttura, se essa è dotata di attenuatori con forze magnetiche.

## ***I.II. Principali interventi di isolamento sismico all'estero***

Nel mondo sono ormai circa 5.000 strutture, di nuova costruzione o esistenti, protette con l'isolamento sismico e/o altri sistemi antisismici (si pensi alla dissipazione d'energia a mezzo di *shock transmitter*, o ai dispositivi in leghe a memoria di forma) ed il loro numero è in continua crescita. L'uso delle tecniche suddette è ovunque influenzato, in modo determinante, dalle caratteristiche della normativa applicata, oltre che dall'esperienza acquisita durante violenti terremoti.

Il Giappone, dove i soli edifici isolati sono oltre 3.000 e molti altri sono protetti da sistemi dissipativi, è il paese leader, e ad esso seguono la Federazione Russa e la Repubblica Popolare Cinese. Negli USA, a causa di una normativa molto penalizzante, le applicazioni di questo tipo risultano attualmente “soltanto” circa 200 (sebbene quasi tutte molto importanti e per circa la metà riguardanti interventi di *retrofit*, ossia di adeguamento). L'Italia è quinta, con 43 edifici isolati già completati in settembre 2006 (oltre a 47 protetti da altri moderni sistemi antisismici), ma il numero delle realizzazioni è cresciuto significativamente negli ultimi anni e, soprattutto, sono parecchie quelle ora in costruzione o progetto: ciò si deve alla nuova normativa sismica. Applicazioni importanti sorgono anche a Taiwan, in Armenia, in Francia (in particolare nell'isola della Martinica), nella Nuova Zelanda, in Turchia, in Grecia, in Portogallo, a Cipro ed in Cile. Numerose di queste strutture si avvalgono di sistemi prodotti in Italia. Da sottolineare sono anche l'uso crescente dell'isolamento sismico per la protezione dei serbatoi di gas naturale liquefatto e delle strutture nucleari, nonché, soprattutto in Italia, le applicazioni dei moderni sistemi antisismici a tutela del patrimonio artistico-culturale.

## Giappone

In Giappone il numero di applicazioni dell'isolamento sismico agli edifici registrò un brusco incremento – che non si è più interrotto – immediatamente dopo il disastroso terremoto di *Great Hanshin-Awaji* (denominato anche *Hyogo-ken Nanbu*) che distrusse Kobe il 17 gennaio 1995, quando l'edificio isolato a quel tempo più grande del mondo, il *Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni*, ed un altro edificio isolato più piccolo, appartenente alla *Matsumura Gumi*, ambedue situati a Sanda City, superarono indenni il sisma. Essi sorgevano a circa 30 km dall'epicentro, cioè circa alla stessa distanza epicentrale a cui, esattamente un anno prima, durante il terremoto di *Northridge*, si erano trovati l'*USC Hospital* ed altri edifici isolati di Los Angeles, che avevano pure mostrato un analogo, eccellente comportamento. Le applicazioni del solo isolamento sismico effettuate in Giappone negli otto mesi successivi furono ben 60 (a fronte delle precedenti 79 complessive) e quelle dell'anno dopo più di 200. Negli ultimi anni sono stati isolati in Giappone circa 100 grandi edifici all'anno, ai quali, recentemente, si sono aggiunte molte villette private: ciò ha portato ad un numero totale di edifici isolati, di cui moltissimi privati, pari ad almeno 1700 in ottobre 2003 e a più di 2700 in giugno 2005. Inoltre, molti edifici giapponesi sono stati protetti con sistemi dissipativi di vario tipo: ad esempio, le applicazioni dei cosiddetti “controventi ad instabilità impedita” (*Buckling-Restrained Braces* o BRB) erano già circa 250 nel 2003. Anche tali sistemi hanno dato ottima prova durante vari terremoti. Ammontano a qualche decina anche gli edifici il cui moto sismico è controllato da *Tuned Mass Dampers* (TMD), di tipo attivo od ibrido. Infine, è recentemente aumentato l'uso dei moderni sistemi antisismici per la protezione del patrimonio culturale e dei ponti e viadotti. L'uso di isolatori elastomerici ad alto smorzamento (*High Damping Rubber Bearings* o HDRB) ed in gommapiombo (*Lead Rubber Bearings* o LRB) si è esteso considerevolmente, soprattutto in seguito al succitato terremoto di *Hyogo-*

*ken Nanbu*. Grazie alle numerose altre conferme dell'efficacia dei moderni sistemi antisismici, durante i tre violenti terremoti giapponesi del 2003, 2004 e 2005, si prevede un incremento ancora più rapido delle applicazioni di questi sistemi (soprattutto dell'isolamento sismico) nei prossimi anni. Si noti che, fino al 2001, anche in Giappone era necessario sottoporre i progetti di edifici isolati ad una speciale commissione, la quale, però, ha sempre incoraggiato lo sviluppo tecnologico.

Da quando in Giappone non è più necessario chiedere alcun permesso specifico per isolare un edificio, è ovviamente diventato impossibile tenere il conto esatto delle nuove applicazioni. Per quanto riguarda le più recenti realizzazioni giapponesi, in corso o previste, sono di particolare interesse quelle riguardanti edifici di notevole altezza, fino a poco tempo fa sconsigliate perché non erano disponibili sistemi d'isolamento in grado, da una parte, di alzare il periodo d'isolamento sufficientemente al di sopra di quello della stessa struttura a base fissa e, dall'altra, di sopportare le conseguenti grandi deformazioni laterali ed il sollevamento (*uplift*) in corrispondenza degli spigoli della sovrastruttura. Nel 2000, invece, fu completata a Tokyo la costruzione di un edificio residenziale alto 87,4 m (19.224 m<sup>2</sup> di superficie abitabile), isolato alla base con 30 isolatori elastomerici a basso smorzamento (*Low Damping Rubber Bearings* o LDRB) e 99 dissipatori elastoplastici (*Elastic-Plastic Dampers* o EPD); inoltre, la costruzione di un edificio ad uso uffici ancor più alto, la *DT Tower* (130 m, 47613 m<sup>2</sup>), isolato in corrispondenza del secondo piano mediante un sistema costituito da 12 dispositivi “a rotolamento” (*Linear Balls*), 6 LRB e 6 dissipatori viscosi (*Viscous Dampers* o VD), fu terminata ad Osaka nel 2003, mentre altri edifici isolati di notevole altezza erano già in costruzione nel 2005, (ad esempio a Yokohama, nei pressi di Tokyo). Per questi edifici, il cui periodo di isolamento è di circa 4 s, sono ammessi anche sforzi di trazione sugli isolatori (che erano fino a poco tempo fa vietati da tutte normative). Ciò dimostra l'estrema

affidabilità raggiunta dai sistemi d'isolamento sismico in Giappone.

Inoltre, vale la pena di citare l'avveniristica realizzazione effettuata a Sagami-hara, nell'area di Tokyo: è stata lì costruita un'enorme piattaforma in cemento armato di 12.349 m<sup>2</sup> (*artificial ground*) isolata alla sommità dei pilastri che la sostengono, su cui sorgono 21 edifici residenziali di 6÷14 piani. Questa piattaforma, sotto la quale è ricavato un grande parcheggio, è sorretta da 48 LRB (di 1200 mm di diametro), 109 isolatori elastici a scorrimento (di 400÷1200 mm di diametro) e 85 isolatori “a rotolamento” (*Ball Bearings* o BB), che impongono alla sovrastruttura (111.600 t) un periodo di 6,7 s ed uno spostamento di progetto di ben 800 mm. Altre realizzazioni con *artificial ground* stanno sorgendo in Giappone. È anche prevista a breve l'applicazione di sistemi d'isolamento sismico tridimensionali (3D) per la protezione degli edifici.

Accanto alle grandi realizzazioni summenzionate, è importante sottolineare la recente “esplosione” del numero delle applicazioni dell'isolamento sismico a villette private, anche di piccole dimensioni ed altezza limitata (tipicamente di due o tre piani). Essa è avvenuta a seguito della liberalizzazione dell'uso di tale tecnologia. Il sistema maggiormente utilizzato nelle villette giapponesi (in circa 1300 casi nel 2005) è tipicamente costituito da 2 dispositivi a scorrimento acciaio-teflon (*Sliding Devices* o SD) e 4 HDRB. Prosegue poi anche l'utilizzazione dell'isolamento di piano (per proteggere, ad esempio, computer e sistemi di controllo del traffico aereo), iniziata in Giappone già negli anni Ottanta, prima che prendessero il via le applicazioni dell'isolamento alla base degli edifici. Infine, per quanto riguarda il settore delle applicazioni dell'isolamento sismico agli impianti industriali, si nota che, oltre ad essere stati conclusi studi dettagliati per quello, anche 3D, dei diversi tipi di reattore nucleare (già licenziabili, in quanto è già stata emessa la necessaria normativa), è di recente terminata la costruzione della prima struttura isolata giapponese di interesse nucleare, la *Nuclear Fuel Related Faci-*

*lity*, e sono iniziate applicazioni nel settore industriale convenzionale (ad esempio, per grandi stabilimenti per la realizzazione di semiconduttori, il primo dei quali fu isolato nel 2004 con LRB, SD e VD).

## **Russia**

Il territorio della Federazione Russa comprende aree fra le più sismiche al mondo. Terremoti molto distruttivi sono avvenuti, ad esempio, nell'isola di Sakhalin, in Kamchatka, in Siberia e nel Caucaso settentrionale. Alle numerose rozze applicazioni iniziali dell'isolamento sismico (effettuate negli anni Settanta con sistemi a forma di fungo rovesciato in c.a.), che hanno portato la Federazione Russa a mantenere, almeno fino al 2005, il secondo posto per numero di edifici isolati, se ne sono recentemente aggiunte di più moderne ed affidabili, che utilizzano HDRB di produzione cinese e SD.

Al primo *retrofit* con HDRB, riguardante la banca di Irkutsk, un edificio storico adeguato sismicamente alcuni anni fa, ne sono recentemente seguiti altri. Le nuove realizzazioni (che includono alcune prime applicazioni a grattacieli) procedono, però, con una certa lentezza: pertanto, gli edifici russi isolati sismicamente, che erano 500 nel 2003, non superavano i 550 alla fine del 2005.

## **Cina**

La Repubblica Popolare Cinese, dove l'inizio delle applicazioni di moderni sistemi antisismici è solo del 1991 (sebbene ne sussistano di antichissime, a monasteri, templi e ponti) è però ora almeno terza, a livello mondiale, per numero di tali applicazioni. Gli edifici isolati (in molti casi residenziali), che in giugno 2005 erano 490 (ben 270 dei quali in muratura), sono ora oltre 550; ad essi se ne aggiungono più di 30 protetti con sistemi dissipativi, oltre a 20 ponti e viadotti isolati, stradali e ferroviari ed ai due primi serbatoi ci-

nesi di gas naturale liquefatto (*Liquefied Natural Gas* o LNG), di recente isolati sismicamente a Guangdong. Nel 2006 sono stati realizzati anche 5 edifici e 6 ponti, protetti con sistemi ibridi o semiattivi.

L'isolamento sismico è applicato non solo alla base degli edifici o alla sommità del piano terreno, ma anche sopra ad un piano più elevato (per sopraelevazioni o per realizzare edifici con forti asimmetrie in alzata), o alla sommità degli edifici (per sorreggere, nel caso di *retrofit* sismico, uno o due nuovi piani che fungono da TMD, o, infine, in corrispondenza di strutture che congiungono edifici adiacenti con diverse caratteristiche vibratorie. Le realizzazioni ormai proseguono a ritmo elevato, nonostante una normativa piuttosto severa, anche se meno penalizzante di quella statunitense, e nonostante la perdurante necessità di sottoporre i progetti ad una speciale commissione. Basti citare la cosiddetta *Isolation House Building on Subway Hub*, situata in prossimità del centro di Pechino, che è la più grande applicazione dell'isolamento sismico a livello mondiale: essa ha previsto la costruzione (completata nel 2006) di 50 edifici isolati alla base, dai 7 ai 9 piani di altezza, per un totale di 480000 m<sup>2</sup> di superficie abitabile. La peculiarità di questa realizzazione è che tutti gli edifici sono isolati sopra ad una unica immensa sottostruttura a 2 piani, di 3 km<sup>2</sup> (1500 m x 2000 m), che contiene tutti i servizi e le infrastrutture, incluse linee ferroviarie e metropolitane. L'obiettivo è stato di ottimizzare l'uso di una vasta area centrale, di grande valore economico, prima occupata solo da snodi ferroviari e della metropolitana, minimizzando anche le conseguenti vibrazioni ed il rumore. È da notare che, per quest'importantissima applicazione, l'isolamento ha consentito un risparmio del 25%: con la somma così resasi disponibile, è stato possibile finanziare l'innalzamento dei 50 edifici mediamente di 3 piani, con un aumento di 100.000 m<sup>2</sup> della superficie abitabile.



## Stati Uniti

Negli USA, contrariamente al Giappone ed alla Repubblica Popolare Cinese, la crescita delle applicazioni dell'isolamento sismico agli edifici è stata relativamente lenta negli ultimi anni. Ciò è avvenuto nonostante l'ottimo comportamento di tutti e tre gli edifici isolati che, a Los Angeles, erano poco distanti (a circa 30 km) dall'epicentro del terremoto di *Northridge* del 17 gennaio 1994: la *Fire Command and Control Facility* (pur in presenza di un danneggiamento locale, causato dall'errata realizzazione del giunto fra la passerella d'ingresso ed il terreno circostante all'edificio), l'*Emergency Operations Center* (che era ancora in costruzione) e, soprattutto, il *California Hospital Medical Center*. Il primo fra gli edifici succitati (isolato con HDRB) ed il terzo (protetto da LRB) erano già stati completati, rispettivamente nel 1990 e nel 1991, mentre il secondo (anch'esso isolato con HDRB) divenne operativo nel 1994, pochi mesi dopo il terremoto. La causa del numero relativamente limitato di nuove applicazioni dell'isolamento sismico ad edifici civili statunitensi è analoga a quella che, dalla fine del 1998 all'inizio di maggio 2003, aveva ostacolato la penetrazione delle moderne tecnologie antisismiche in Italia: una normativa particolarmente penalizzante per gli edifici isolati (a differenza, stranamente, di quella relativa ai ponti e viadotti statunitensi isolati). Questa normativa, infatti, non permette di trarre alcun vantaggio dai benefici dell'isolamento sismico (ad esempio, dal fatto che la sovrastruttura si muove quasi rigidamente) e, almeno in California, prevede praticamente sempre la necessità di applicare agli edifici isolati condizioni di *near field*, con un conseguente incremento dell'input sismico del 15%. Pertanto, negli USA, tali edifici, secondo recenti informazioni (Kelly, 2006), sarebbero attualmente “soltanto” circa 200 e principalmente pubblici, anche se, sovente, si tratta di realizzazioni di grande rilevanza e, per circa la metà, di adeguamenti sismici (il primo intervento d'adeguamento sismico di un edificio ad essere effettuato negli USA con l'isolamento fu quello del *Salt Lake City and County*

*Building* nel 1989, dopo che esso era stato seriamente danneggiato da un violento terremoto). Gli edifici isolati statunitensi sono situati soprattutto in California, ma ve ne sono anche in altri stati (Utah, Oregon, Washington, Nevada e Tennessee). Gli isolatori utilizzati sono HDRB e LRB, questi ultimi, talvolta, assieme a LDRB e, in alcuni casi, ad SD, a VD e ad altri tipi di tali dissipatori; inoltre, più recentemente, è stato anche applicato il *Friction Pendulum System* (FPS). Si noti che parecchie costruzioni californiane esistenti, come, ad esempio, i municipi di San Francisco, Oakland e Los Angeles, sono state adeguate sismicamente per resistere a terremoti di magnitudo superiore ad 8,0 (i primi due municipi summenzionati erano stati danneggiati dal terremoto di *Loma Prieta* del 1989), e che i nuovi centri di gestione dell'emergenza californiani, come, ad esempio, quello di San Francisco, sono stati progettati per restare operativi fino a terremoti ancora più violenti. A causa del costo elevato dell'isolamento sismico negli USA, vi sono, in questo paese, solo poche applicazioni di tale tecnica agli edifici residenziali: sono da citare quella ad una palazzina di tre piani fuori terra a Marina of San Francisco, la cui struttura portante in acciaio era stata letteralmente tranciata alla base dal terremoto di *Loma Prieta* del 1989 (mentre la sovrastruttura era rimasta quasi indenne), che fu adeguata sismicamente con un FPS nel 1991, e quelle a due palazzine costruite nel 1992 nella parte occidentale di Los Angeles con isolatori 3D, costituiti da molle verticali e da VD (queste ultime, però, subirono qualche danno, sebbene non strutturale, durante il terremoto di *Northridge* del 1994, a causa del *rocking* indotto dall'isolamento verticale). Diversamente da quanto accade per l'isolamento sismico, l'utilizzazione di sistemi dissipativi per la protezione sismica degli edifici statunitensi prosegue in modo soddisfacente, poiché è soggetta a regole di progetto più ragionevoli.

Inizialmente, i dissipatori più utilizzati erano i VD (già nel 2001 vi era, negli USA, una quarantina di edifici con essi protetti), sebbene vi fossero an-

che applicazioni di EPD, di VED e, specialmente, di dissipatori ad attrito (*Friction Dampers* o FD) prodotti in Canada (con 12 delle complessive 63 applicazioni di questo sistema, nel 2001). I FD sono stati applicati, negli USA, sia per l'adeguamento sismico, sia per nuove realizzazioni. Nel 2000, poi, iniziò, pure negli USA (seguendo l'esempio del Giappone, vedi Par. 2), anche l'uso dei BRB: nel 2003 erano già 39 gli edifici statunitensi protetti con questo sistema, completati o in fase di realizzazione. Infine, per quanto attiene alle applicazioni dell'isolamento sismico ai ponti e ai viadotti statunitensi, vale la pena di citare che le prime due risalgono al 1986; si trattò, in ambedue i casi, di interventi d'adeguamento sismico, che furono effettuati per il *Santa Ana River Bridge* ed il *Sierra Point Overhead* (quest'ultimo, situato a sud di San Francisco, tra la città e l'aeroporto, superò indenne il terremoto di *Loma Prieta* del 1989). I ponti e viadotti statunitensi protetti da isolatori (LRB, HDRB, ecc.), di nuova costruzione od adeguati sismicamente, erano già una cinquantina nel 1994; il loro numero continuò ad aumentare negli anni successivi e, accanto agli isolatori, iniziarono presto ad essere utilizzati anche dissipatori e ST, alcuni dei quali prodotti in Italia.

## **Italia**

Attualmente, l'Italia è quinta per numero di edifici isolati già completati: alla fine del 2006 erano 43, oltre a 19 protetti da sistemi dissipativi o da SMAD ed a 28 con ST. Tuttavia, dopo molti anni di scarse applicazioni dei moderni sistemi antisismici (per assenza di specifiche regole di progetto fino alla fine del 1998, poi, fino a maggio 2003, a causa dell'inadeguatezza di tali regole e dell'iter approvativo oltremodo complesso ed incerto), vi è stato un aumento significativo delle applicazioni completate nell'ultimo biennio (infatti, gli edifici isolati italiani completati erano 25 in giugno 2005) e, specialmente, un gran numero di nuove applicazioni è ora in corso od in fase di progetto. Ciò è avvenuto grazie alla nuova normativa sismica, entrata

in vigore grazie all'Ordinanza del Presidente del Consiglio dei Ministri Nr. 3274/2003 (principalmente in conseguenza della tragedia di San Giuliano di Puglia, durante il terremoto del Molise e della Puglia del 31 ottobre 2002), che liberalizza e semplifica l'uso dei moderni sistemi antisismici. Le nuove applicazioni italiane riguardano non solo edifici strategici e pubblici, inclusi centri di gestione dell'emergenza, ospedali e scuole, ma anche numerosi edifici residenziali e il patrimonio culturale. Inoltre, l'Italia resta leader, a livello mondiale, per quanto attiene al numero e all'importanza dei ponti e dei viadotti protetti da moderni sistemi antisismici (erano oltre 150 già all'inizio degli anni Novanta). Vale la pena di ricordare che la prima applicazione italiana dell'isolamento sismico risale al 1975 ed ha riguardato il viadotto Somplago, che è sopravvissuto indenne al violento terremoto del Friuli del 1976 (contrariamente alla maggior parte delle altre strutture situate in zona epicentrale), mentre il primo edificio isolato italiano fu costruito nel 1981, cioè con 4 anni d'anticipo rispetto alle prime applicazioni giapponesi e statunitensi di questo tipo. Si tratta del nuovo quartier generale dei vigili del fuoco di Napoli, una struttura sospesa in acciaio che era stata progettata in modo convenzionale appena prima del terremoto Campano-Lucano del 1980, quando il sito non era ancora stato classificato sismicamente. L'introduzione di isolatori, dissipatori e ST nel suddetto edificio di Napoli (e, nel 1985, in un altro attiguo) permise di minimizzare le modifiche del progetto originario, dovute alla classificazione del territorio napoletano in categoria sismica 3.

### ***I.III. Applicazioni per la protezione dei beni culturali e industriali***

Tra le notevoli estensioni delle applicazioni delle moderne tecnologie anti-

sismiche nel settore delle strutture civili, vale la pena di citare anche quella, già significativa, ai beni culturali, in particolare nel nostro Paese. Tali applicazioni riguardano sia gli edifici monumentali, come la Basilica Superiore di San Francesco in Assisi, che era stata fortemente danneggiata dal terremoto umbro-marchigiano del 1997-98, sia singoli capolavori, come i Bronzi di Riace e, si spera, nel prossimo futuro, il David di Michelangelo; in Grecia si è lavorato al fine di proteggere le coperture di scavi archeologici come quelli nell'isola di Akrotiri. Riguardo ai musei, da citare è il progetto di *retrofit* con l'isolamento sismico dell'*Iran Bastan Museum* di Tehran, in fase di sviluppo nell'ambito di una collaborazione italo-iraniana.

In aggiunta, è da sottolineare l'utilizzazione crescente dell'isolamento sismico nel settore industriale, in particolare per impianti a rischio d'incidente rilevante come i serbatoi LNG (ad esempio in Turchia e nella Repubblica Popolare Cinese dopo le prime applicazioni effettuate in Grecia e nella Corea del Sud alcuni anni fa) e come le strutture e gli impianti nucleari. Oltre alla prima applicazione dell'isolamento sismico a strutture giapponesi di questo tipo (la *Nuclear Fuel Related Facility*), si ricorda che è previsto a breve l'inizio della costruzione di nuovi reattori isolati (anche con sistemi 3D), sia in Giappone (dove sono già disponibili normative che ne permettono la licenziabilità) che in altri paesi. In particolare, in Francia si è già deciso d'isolare sia il *Jules Horowitz Reactor* che l'impianto *ITER* per lo studio della fusione nucleare controllata, ambedue da costruire nel Centro di Ricerche Nucleari di Cadarache (caratterizzato da un'accelerazione massima del terreno di 0,33 g). Per quanto riguarda la Francia, si ricordano anche le applicazioni di isolatori sismici in neoprene già effettuate negli anni Settanta (oltre che ad alcuni edifici civili) al reattore nucleare ad acqua pressurizzata (*Pressurized Water Reactors* o PWR) di Cruas ed a piscine di decadimento del combustibile nucleare irraggiato a La Hague, per permettere l'utilizzazione

dei progetti standardizzati già sviluppati per tali tipologie di impianti anche in aree, come appunto quelle di Cruas e La Hague, che erano caratterizzate da intensità sismiche maggiori di quelle assunte in tali progetti (per lo stesso motivo fu anche isolato sismicamente il PWR di Koeberg, in Sud Africa, realizzato dall'industria francese).

#### ***I.IV. La normativa italiana***

L'attenzione del Legislatore nei confronti di una problematica così forte quale quella sismica, non poteva non porre in essere opportuni interventi normativi – seppur spesso tardivi – atti a limitare i danni da eventi sismici a persone e cose. La drammaticità e l'indignazione nazionale per le conseguenze degli eventi sismici degli ultimi anni, hanno favorito la messa in essere di provvedimenti legislativi repentini, varati rapidamente a livello nazionale, ponendo le basi per ridisegnare le mappe del rischio sismico e definire le priorità degli interventi di adeguamento sismico del patrimonio edilizio pubblico esistente.

Con decreto ministeriale 14 gennaio 2008, pubblicato nella G.U. del 4 febbraio 2008, n.29, sono state approvate le “Nuove norme tecniche per le costruzioni”, testo normativo che raccoglie in forma unitaria le norme che disciplinano la progettazione, l'esecuzione ed il collaudo delle costruzioni al fine di garantire, per stabiliti livelli sicurezza, la pubblica incolumità. Tali norme rappresentano la più avanzata espressione normativa a tutela della pubblica incolumità nel settore delle costruzioni, secondo un'impostazione coerente con gli eurocodici e con contenuti all'avanguardia, riguardo alla puntuale valutazione della pericolosità sismica del territorio nazionale e quindi alle esigenze di una moderna progettazione sismoresistente delle opere di ingegneria civile da realizzare o ristrutturare in Italia; impostazione

condivisa dal mondo accademico, professionale e produttivo-imprenditoriale.

La Circolare 2 Febbraio 2009, n.167 ha cercato di privilegiare, con una trattazione maggiormente diffusa, gli argomenti più innovativi e per certi versi più complessi trattati dalle Nuove norme tecniche. Il testo, pur essendo articolato e corposo, non travalica i compiti e i limiti propri di una circolare, e quindi non modifica argomenti trattati dalle Nuove norme tecniche, né aggiunge nuovi argomenti, se non per informazioni, chiarimenti ed istruzioni applicative. Il capitolo C7 affronta il problema della valutazione delle azioni sismiche nella progettazione; nel capitolo C11, invece, sono descritte le tipologie di dispositivi antisismici esistenti, classificati in relazione alla funzione strutturale che devono svolgere e alle loro modalità di funzionamento, ovvero al loro legame caratteristico forza-spostamento.

La circolare descrive, inoltre, i principali dispositivi antisismici, classificandoli come riportato nei capoversi che seguono.

I Dispositivi di vincolo temporaneo, suddivisi in *Dispositivi di vincolo del tipo “a fusibile”* e *dispositivi (dinamici) di vincolo provvisorio*, rappresentano dei vincoli ausiliari le cui caratteristiche permangono immutate sino al raggiungimento di particolari condizioni. In particolare, i primi consentono di solidarizzare le parti che collegano sino al raggiungimento di una soglia di forza oltre la quale, al superamento della stessa, consentono tutti i movimenti come se non fossero presenti. Pertanto, essi rappresentano un vincolo sino a quando non si raggiunge il valore della forza di soglia, oltre il quale il vincolo è disattivato ed una sua riattivazione può avvenire solo mediante la sostituzione o un eventuale intervento meccanico.

I Dispositivi dinamici di vincolo provvisorio, detti anche *shock transmitter*, hanno una logica di funzionamento inversa rispetto alla precedente, ovvero lascia-

no libere e prive di vincolo le parti da essi collegate sino a quando i movimenti relativi tra gli elementi che collegano non si manifestino con una velocità maggiore della velocità di attivazione del dispositivo, superata la quale si trasformano, per la durata del movimento rapido, in collegamento pressoché rigido tra le parti. Tali dispositivi vengono utilizzati, ad esempio, per solidarizzare temporaneamente due elementi in presenza di movimenti rapidi (quali quelli dinamici dovuti ad un evento sismico) per la durata dell'azione dinamica, consentendo, prima e dopo l'evento, tutti i movimenti lenti (in particolare quelli legati alle dilatazioni termiche) come se le parti non fossero tra loro collegate.

I Dispositivi dipendenti dallo spostamento, a loro volta suddivisi in *Dispositivi a comportamento lineare* o “Lineari” e *Dispositivi a comportamento non lineare* o “Non Lineari”. Essi sono caratterizzati da un legame forza-spostamento sostanzialmente indipendente dalla velocità. I primi hanno un comportamento sostanzialmente lineare, e nella fase di scarico non devono mostrare spostamenti residui significativi, mentre i secondi sono caratterizzati da un legame forza-spostamento non lineare, con comportamento stabile per il numero di cicli richiesti dalle esigenze progettuali e, comunque, con dei requisiti minimi nel seguito descritti.

Nei Dispositivi dipendenti dalla velocità detti anche *Dispositivi a comportamento viscoso* o “Viscosi” il legame costitutivo forza-spostamento può dipendere sia dalla sola velocità che, contemporaneamente, dalla velocità e dallo spostamento. Il funzionamento è caratterizzato dalle forze di reazione generate dal flusso di un fluido viscoso che passa, attraverso orifizi o sistemi di valvole, tra le due camere che il dispositivo possiede.

I Dispositivi di isolamento, o “Isolatori”, suddivisi in “Isolatori elastomerici” ed “I-



*solatori a scorrimento*”, svolgono fondamentalmente la funzione di sostegno dei carichi verticali, con elevata rigidezza in direzione verticale e bassa rigidezza o resistenza in direzione orizzontale, permettendo notevoli spostamenti orizzontali. I primi sono costituiti da strati di gomma frapposti tra piastre in acciaio e ad esse solidarizzati mediante vulcanizzazione. Tale configurazione, rispettando taluni rapporti geometrici, determina un forte confinamento alla deformazione trasversale della gomma e conferisce al dispositivo un'elevata rigidezza e resistenza nei confronti dei carichi verticali, conservando un'elevata deformabilità trasversale. È a questa tipologia di isolatori che si guarderà con particolare attenzione, essendo infatti i nostri prototipi degli attenuatori in materiale multistrato ove – contrariamente agli attenuatori oggi largamente diffusi – alle già analizzate dissipazioni d'energia dovute alle frizioni interne tra i vari materiali, si aggiungono i sensibili contributi dell'azione magnetica – attrattiva o repulsiva – degli elementi magnetici presenti all'interno del dispositivo stesso.

#### ***I.V. I materiali magneto-piezoresistivi ed i microfilì magnetostrittivi in sensoristica***

I materiali compositi, costituiti da microparticelle solide disperse all'interno di una matrice in silicone, hanno stimolato, negli ultimi decenni, la produzione di numerose applicazioni tecnologiche: componenti magnetoreologici e piezoreologici per shock-adsorbers, nuclei attivi per sensori piezoresistivi, trasduttori e dispositivi magnetoelastici in genere, costituiscono solo un esempio dell'ampio panorama tecnologico di applicazione. Quando le particelle solide disperse sono magnetiche, gli elastomeri che si ottengono (compositi elastomagnetici) mostrano un peculiare accoppiamento tra la

magnetizzazione e la deformazione, indipendente dall'intrinseca magnetoelasticità delle particelle magnetiche.

Un composito elastomagnetico si deforma quando muta il proprio stato di magnetizzazione; allo stesso tempo, a una deformazione dell'elastomagnetico corrisponde una variazione della sua magnetizzazione. Inoltre, in particolari condizioni costitutive che verranno approfondite in questo lavoro, ciò che pure si verifica è una variazione della resistenza elettrica, offerta da un materiale elastomagnetico quando è deformato. Nel caso in cui tale deformazione è prodotta dall'azione di un campo magnetico esterno, tratteremo l'effetto magneto-piezo-resistivo: fiore all'occhiello della nostra indagine sperimentale e teorica. Infatti, nonostante l'apparente ovvietà di tale predizione del fenomeno fisico, l'accoppiamento tra lo stato di magnetizzazione e la resistenza di un materiale elastomagnetico è stato scarsamente studiato in letteratura. Il nostro gruppo di ricerca, coordinato dal prof. Luciano Lanotte, ha da anni focalizzato la sua attenzione su tali materiali e su questa problematica in particolare, proponendo anche un modello matematico, che si è dimostrato utile nell'interpretazione del fenomeno fisico, attesa la sua buona aderenza all'evidenza sperimentale.

Uno degli immediati sviluppi pratici, e dunque delle possibili applicazioni di tali materiali, è proprio nella sensoristica. Il **colossale** cambiamento di resistenza elettrica che si registra nei materiali magnetoreologici oggetto della nostra ricerca, indotto da un moderato gradiente del campo di induzione magnetica, può essere utilmente impiegato in sensori di spostamenti e deformazioni quasi statiche o a basse frequenze, dove i classici accelerometri piezoelettrici sono poco affidabili. Ed è proprio quest'ultimo aspetto a renderli particolarmente interessanti in ambito civile, mentre la possibilità di sostituire le microparticelle con particelle nanometriche, offre stimolanti prospettive per la produzione di testine di lettura magnetiche innovative ed economiche.

Oltre alla sensoristica magnetopiezoresistiva, ci siamo occupati anche di quella contactless, basata su microfilì magnetici amorfi.

Un microfilo magnetico è un filamento continuo, dal diametro totale inferiore a 100  $\mu\text{m}$ , costituito da un nucleo metallico interno, ricoperto da uno strato di pyrex. Diversi sono i processi di fabbricazione dei microfilì; un fattore comune a tutti, però, è il rapido raffreddamento ( $10^6$  K/s) cui sono soggetti durante la produzione, mediante solidificazione dalla fase liquida. Tale fenomeno genera rilevanti tensioni addizionali interne tra la guaina di pyrex ed il nucleo metallico, in virtù della grande differenza, in termini di coefficiente di dilatazione termica, tra i due materiali.

Tipicamente, i microfilì amorfi sono composti per l'80 per cento da metalli (Ferro, Nichel, Oro, Manganese, Cobalto, Palladio etc.) e per il restante 20 per cento da metalloidi (Carbonio, Silicio, Boro, Germanio, Fosforo, etc.) e, una volta prodotti, vengono generalmente avvolti in bobine, con lunghezze di alcuni km.

Anche i microfilì si prestano molto bene ad essere utilizzati come sensori di posizione e/o deformazione, in ambito civile. Per studiarne le proprietà e le possibili applicazioni, lo scrivente ha svolto un periodo di ricerca all'estero, presso l'Istituto de Magnetismo Aplicado di Madrid, in Spagna, sotto la guida dell'equipe coordinata dalla prof.ssa Pilar Marín Palacios e del prof. Antonio Hernando Grande, direttore dell'Istituto ed esperto di spessore internazionale nell'uso dei microfilì. In quella sede, abbiamo condotto diverse prove sperimentali, che hanno gettato le basi per lo sviluppo di innovativi sensori di tensione e/o deformazione, basati proprio sui microfilì. Come avremo modo di dimostrare, uno dei vantaggi, oltre ai bassi costi di produzione, è dato dall'opportunità di realizzare dei sensori wireless, potendo monitorare a distanza, ad esempio, lo stato di deformazione di un elemento strutturale, con tutti i vantaggi che ne derivano.



# CAPITOLO I

## LA MISURA DELLE DEFORMAZIONI

### STATICHE E DINAMICHE NELL'INGEGNERIA CIVILE

*quot capita tot sententiae*

#### Generalità

In campo ingegneristico è di fondamentale importanza lo studio degli stati tensionali agenti su un elemento costruttivo, in modo da poter valutare gli effetti provocati sull'elemento stesso. Le variazioni geometriche vengono propriamente dette *deformazioni* e si suole distinguerle principalmente in deformazioni in campo plastico e deformazioni in campo elastico.

L'*estensimetria* è la disciplina che si occupa dello studio e della misura delle deformazioni. Mediante gli estensimetri si misura, infatti, la deformazione media nell'intorno di un punto in una direzione assegnata. Da queste deformazioni, tramite opportune relazioni è possibile poi risalire alle sollecitazioni in gioco.

Il metodo più usato per la misura delle deformazioni è quello basato sugli estensimetri elettrici a resistenza. Tali sensori si basano sulla misura della *variazione di resistenza* subita da un conduttore sottoposto a deformazione, sfruttando la seconda legge di Ohm per la quale la resistenza elettrica  $R$  di un conduttore calibro omogeneo aumenta all'aumentare della lunghezza  $l$  e alla riduzione della sezione trasversale  $S$ , secondo la relazione:

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

ove  $\rho$  è la resistività del materiale conduttore.

L'estensimetria è una tecnica che trova largo impiego in molti campi tra i quali:

- Analisi sperimentale delle tensioni;
- Analisi delle tensioni residue;
- Misura della coppia torcente e delle vibrazioni torsionali;
- Analisi modale sperimentale;
- Analisi dinamica delle sollecitazioni;
- Controllo dei compressori ad alta pressione;
- Recipienti in pressione.

## 1.1. Strain Gauges

Consideriamo un parallelepipedo di materiale:

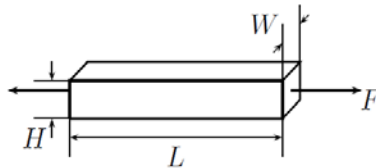


Fig. 1. Elemento elastico soggetto a sforzo normale.

dove  $L$  è la lunghezza e  $S = W \cdot H$  è la sezione.

Definiamo sforzo normale (*normal stress*) il rapporto tra la componente normale della forza applicata alla sezione retta e la sezione retta stessa (ossia pari a  $N/A$ ) e deformazione relativa longitudinale (*strain*) la variazione relativa di lunghezza ( $\varepsilon = \Delta L/L$ ). Se il materiale ha un comportamento elastico lineare, la deformazione è proporzionale allo sforzo:

$$\varepsilon = \frac{N}{EA}$$

dove  $E$  è il modulo di *Young*.

Il rapporto tra la deformazione relativa trasversale e quella longitudinale, cambiato di segno, viene definito *rapporto di Poisson*:

$$\nu = - \frac{\Delta W / W}{\Delta L / L}$$

e dipende dal materiale, di solito si ha  $0.25 < \nu < 0.4$ .

Per i metalli più comuni (Cu, Fe, acciaio)  $0.3 < \nu < 0.35$ .

La quantità  $\Delta L / L = 10^{-6}$  è definita *microstrain* ed è l'unità di misura normalmente impiegata per le misure di deformazione.

### Principio di funzionamento degli strain gauges

La resistenza di un conduttore, sagomato, ad esempio, come in figura 1, vale, come detto in precedenza,  $R = \rho \frac{L}{S}$ . La variazione relativa di resistenza è, per piccole variazioni:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta \rho}{\rho}$$

ma la variazione relativa della sezione si può scrivere come:

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta W}{W} + \frac{\Delta H}{H} = -2\nu \frac{\Delta L}{L}$$

e si ha, quindi:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} (1 + 2\nu) + \frac{\Delta \rho}{\rho}$$

In alcuni materiali metallici (soprattutto Ni e leghe di Ni) si ha forte effetto piezoresistivo, cioè variazione di resistività causata dallo sforzo normale:

$$\rho = \rho_0 (1 + \beta N)$$

dove  $\beta$  è il coefficiente di piezoresistività. Si trova perciò  $\frac{\Delta\rho}{\rho} = \beta N$  e

quindi:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} \left( 1 + 2\nu + \frac{\Delta\rho/\rho}{\Delta L/L} \right) = \frac{\Delta L}{L} \left( 1 + 2\nu + \frac{\beta N}{\varepsilon} \right) = \frac{\Delta L}{L} (1 + 2\nu + \beta E)$$

Lo *strain gauge* trasduce una variazione relativa di lunghezza ( $\Delta L/L$ ) in una variazione relativa di resistenza ( $\Delta R/R$ ), ed è caratterizzato dal *Gauge Factor*:

$$G = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta L}{L}} = 1 + 2\nu + \beta E = (1.6 \div 1.7) + \beta E$$

che ha come valori, nei metalli più comuni:

$$G = 1,8 \div 2,2$$

e solo in casi speciali:  $G = 2 \div 3,5$  (leghe Ni-Cu e Ni-Fe-Cr).

Con il Nickel puro si arriva a  $G = 12$

Per l'uso pratico, si vuole che l'estensimetro sia di piccole dimensioni, con  $R$  non troppo piccola, e che sia montabile solidalmente con l'elemento da investigare.

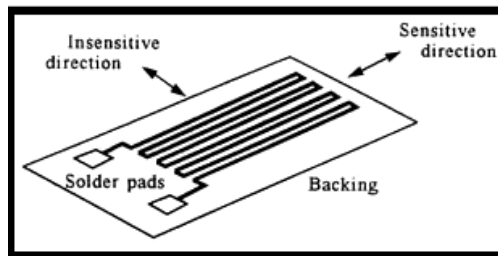


Fig. 1.1 - esemplificazione schematica di uno strain-gauge.

Nei casi più comuni l'elemento piezoresistivo è foggato come un filo, sagomato come in fig. 1.1 e annegato in una matrice dielettrica. La particolare



sagomatura rende trascurabili le deformazioni relative sui tratti corti del percorso *ad anse* del filo, determinando, invece, un'alta sensibilità alle sole deformazioni longitudinali, parallele ai tratti lunghi del filo.

In passato erano realizzati con filo conduttore incollato su un supporto isolante si raggiungevano rapporti tra i gauge factors trasversale ( $G_T$ ) e principale ( $G_P$ ) dell'ordine del 5%. Gli attuali strain gauges, invece, realizzati con litografia su strato metallico, sono sottili ( $2\ \mu\text{m} \div 10\ \mu\text{m}$ ) e con tratti trasversali larghi in modo da avere  $G_T/G_P \approx 0,1\ \%$ . Altri vantaggi degli strain gauges litografici sono:

- precisione (piccole tolleranze di produzione);
- riproducibilità (strain gauges matched);
- piccole dimensioni del foglio di supporto;
- ampia superficie esposta (disperde bene il calore);
- ampi contatti terminali.

I valori tipici della resistenza sono tra  $50\ \Omega$  e  $2\ \text{k}\Omega$ ; sono disponibili anche tipi speciali con  $R > 10\ \text{k}\Omega$ .

Negli strain gauges a semiconduttore l'effetto piezoresistivo è molto intenso e dipende, oltre che dal materiale e dal drogaggio, dalla temperatura e dallo sforzo. In particolare, la linearità del comportamento piezoresistivo si mantiene fino a circa 4000 microstrain.

L'elevata sensibilità e l'elevato valore del gauge factor: ( $100 \div 300$ ) rendono molto interessante tale tipologia di estensimetro, a fronte della non linearità e della forte dipendenza dalla temperatura.

## 1.2. Rosette estensimetriche

Le rosette estensimetriche sono l'insieme di più griglie estensimetriche disposte su un unico supporto; la forma di ciascuna griglia è uguale a quella di un estensimetro normale singolo; le griglie sono inclinate fra loro di angoli opportuni affinché sia semplice il calcolo delle deformazioni principali, delle quali si dirà ampiamente nel seguito. Esistono rosette con 2, 3 e 4 griglie, che possono essere sovrapposte oppure separate una dall'altra. Le rosette a due griglie hanno gli assi inclinati fra loro di  $90^\circ$  (fig. 1.2 a); le rosette a tre griglie possono avere gli assi inclinati a  $45^\circ$  e prendono il nome di *rosette rettangolari* (Fig. 1.2 b), oppure  $60^\circ$ , concorrenti in un punto (Fig. 1.2 c) o, ancora, tali da formare fra loro un triangolo equilatero, e allora prendono il nome di rosette equiangole o a  $\Delta$ ); infine, le rosette a quattro griglie sono eguali, nella forma, a quelle a tre, ma in più presentano una quarta griglia, disposta a  $90^\circ$  rispetto ad una delle altre tre, per cui prendono il nome di *rosette rettangolari a ventaglio* (Fig. 1.2 d) e rosette a  $\Delta$ -T (Fig. 1.2 e).

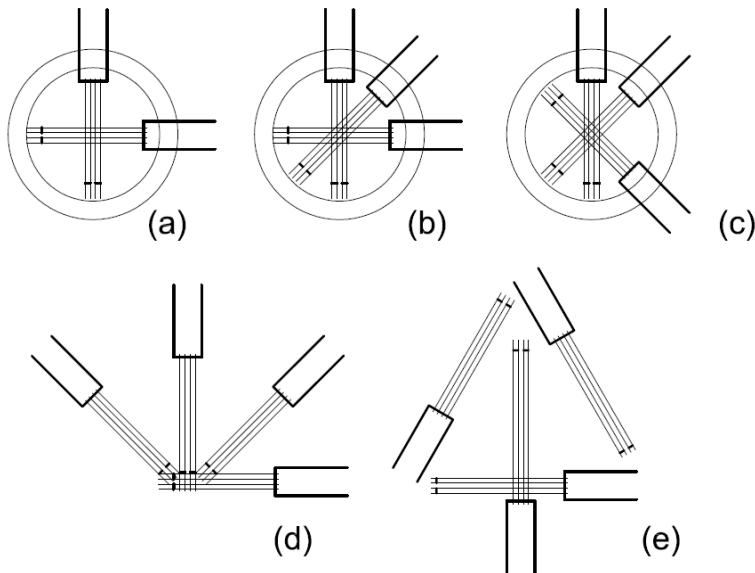


Fig. 1.2. Rosette estensimetriche.

Le rosette a due griglie si usano quando sono note le direzioni principali, con cui si fanno coincidere gli assi delle griglie durante l'applicazione. Le rosette a tre griglie si usano, invece, quando le direzioni principali non sono note e occorrono, pertanto, tre valori della deformazione – come si vedrà in seguito – per determinare le deformazioni e quindi le tensioni principali. Le rosette a quattro griglie si usano per gli stessi scopi di quelle a tre griglie: il valore della deformazione fornito dalla quarta griglia serve da *controllo* del calcolo delle deformazioni principali. La scelta di una rosetta a griglie incrociate (cioè sovrapposte) o separate, dipende dalla distribuzione dello stato di tensione nell'area in cui la rosetta sarà applicata: se lo stato di tensione presenta grandi variazioni, conviene ricorrere alle rosette a griglie sovrapposte, se invece si può ritenere abbastanza uniforme, o se il gradiente di deformazione normale alla superficie dell'estensimetro è grande, si ricorre alle rosette con griglie separate. In questo secondo caso si può anche ricorrere a più estensimetri, con gli assi orientati come le griglie delle rosette, ma è bene non optare per questa soluzione se non in casi eccezionali, in quanto si presentano diversi problemi, tra i quali la difficoltà di applicazione (non è sempre facile applicare gli estensimetri singoli con gli assi orientati secondo gli angoli scelti), ragioni di precisione (il fattore di taratura di una rosetta differisce da quello degli estensimetri singoli, ragioni d'ingombro e ragioni di economia).

All'uso delle rosette si ricorre quando si vuole conoscere la distribuzione dello stato di tensione in una piccola superficie di un piano. È da sottolineare che le rosette non costituiscono un'alternativa ad altri metodi di misura, che danno un quadro globale della distribuzione dello stato di tensione in un piano (come le *tensovernici* e la *fotoelasticità per riflessione*), ma ne sono un mezzo integrante, in quanto permettono di ottenere valori esatti delle sollecitazioni in un punto, valori che con gli altri metodi sono determinabili solo con larga approssimazione.

Dai valori misurati con rosette, ricorrendo a metodi analitici o grafici, si definisce compiutamente lo stato di tensione del corpo, poiché essi permettono di determinare le direzioni e le deformazioni principali e, quindi, le tensioni.

### Le tensioni e le deformazioni nel piano

È noto dalla teoria dell'elasticità, che se un corpo isotropo e omogeneo è sollecitato in tre direzioni principali  $x, y$  e  $z$ , le componenti normali della tensione  $\sigma_x, \sigma_y$  e  $\sigma_z$  sono legate alle tre componenti della deformazione  $\epsilon_x, \epsilon_y$  e  $\epsilon_z$  dalle seguenti relazioni, a mezzo delle caratteristiche elastiche del corpo, rappresentate di moduli di Young ( $E$ ) e Poisson ( $1/m$ ):

$$\begin{cases} \epsilon_x = \frac{1}{E} \left( \sigma_x - \frac{\sigma_y + \sigma_z}{m} \right) \\ \epsilon_y = \frac{1}{E} \left( \sigma_y - \frac{\sigma_x + \sigma_z}{m} \right) \\ \epsilon_z = \frac{1}{E} \left( \sigma_z - \frac{\sigma_x + \sigma_y}{m} \right) \end{cases}$$

Le  $x, y$  e  $z$  sono tre direzioni principali, poiché lungo di esse agiscono solo le tensioni normali, mentre quelle tangenziali sono nulle: è per questo motivo, che nelle tre relazioni appena scritte non compaiono gli scorrimenti. In altri termini, le  $\sigma_x, \sigma_y$  e  $\sigma_z$  sono tensioni principali poiché danno luogo solo a traslazioni e non a rotazioni degli elementi del corpo; hanno il valore (assoluto) massimo tra le tensioni normali agenti sul corpo.

(i) Quando lo stato tensionale è monoassiale (in particolare, ipotizziamo

diversa da zero soltanto la  $\sigma_x$ ) si ottiene che:

$$\varepsilon_x = \frac{\sigma_x}{E}; \varepsilon_y = -\frac{1}{E} \frac{\sigma_x}{m}; \varepsilon_z = -\frac{1}{E} \frac{\sigma_x}{m};$$

Ciò significa che, quando il corpo in esame è sollecitato nella direzione  $x$ , un estensimetro applicato sul corpo ed orientato in questa direzione, misura la deformazione  $\varepsilon_x$  e, se questa si produce nel campo elastico, la tensione  $\sigma_x$ .

Un secondo estensimetro, disposto in direzione normale  $y$  rispetto al precedente, misura solo la deformazione  $\varepsilon_y$  dovuta all'effetto Poisson, che è sempre di segno contrario alla deformazione misurata secondo la direzione  $x$ . Anche un terzo estensimetro orientato nella direzione  $z$ , normalmente agli altri due, misura soltanto la deformazione  $\varepsilon_z$ , dovuta all'effetto Poisson. Se ci si limita a considerare solo ciò che avviene in un piano  $xy$ , bastano due estensimetri ortogonali, disposti proprio ortogonalmente, come  $x$  e  $y$ .

(ii) Quando a esser nulla è soltanto la tensione  $\sigma_z$  e si è, dunque, in stato tensionale bidirezionale, valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} \varepsilon_x = \frac{1}{E} \left( \sigma_x - \frac{\sigma_y}{m} \right) \\ \varepsilon_y = \frac{1}{E} \left( \sigma_y - \frac{\sigma_x}{m} \right) \\ \varepsilon_z = \frac{1}{E} \left( \sigma_z - \frac{\sigma_x + \sigma_y}{m} \right) \end{cases}$$

di modo che è possibile ricavare le due tensioni principali, una volta note le  $\varepsilon_x$  e  $\varepsilon_y$ , grazie a due estensimetri diretti proprio secondo  $x$  e  $y$ :

$$\begin{cases} \sigma_x = \frac{E}{1-\nu^2} (\varepsilon_x + \nu \varepsilon_y) \\ \sigma_y = \frac{E}{1-\nu^2} (\varepsilon_y + \nu \varepsilon_x) \end{cases}$$

Per misurare lo stato di tensione nel piano di un corpo di cui siano noti  $E$  e  $\nu$ , bastano due soli estensimetri, con la condizione – peraltro non sempre possibile – che essi siano orientati secondo le direzioni principali di tensione.

(iii) Interessante è pure il caso di estensimetro giacente secondo una direzione qualsiasi, diversa da quelle principali note a priori, poiché s'ipotizza nuovamente di essere in stato tensionale unidirezionale. In un caso del genere, vanno considerati separatamente gli effetti della  $\varepsilon_x$  e della  $\varepsilon_y$  lungo la base  $l$  dell'estensimetro, per poi sommarli (Fig. 1.3).

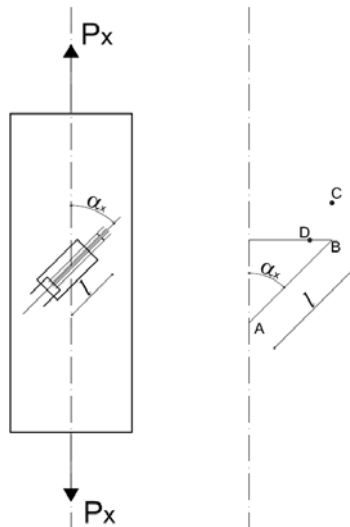


Fig. 1.3. misura della deformazione in una qualunque direzione.

Per effetto della sola  $\varepsilon_x$ , il punto B si sposterebbe in C (la barra si allunga) e perciò si ha, secondo l'asse  $x$ :

$$BC = AB \cos \alpha_x \times \varepsilon_x$$

Mentre secondo l'asse dell'estensimetro si ha:

$$\varepsilon_{\alpha_x} = \varepsilon_x \cos^2 \alpha_x$$

Per effetto della sola  $\varepsilon_y$ , il punto B si sposterebbe in D (la barra si restringe) e perciò si ha, secondo l'asse  $y$ :

$$BD = AB \sin \alpha_x \times \varepsilon_y$$

Ove il segno negativo indica un effetto contrario procurato sull'estensimetro dalla  $\varepsilon_y$  rispetto alla  $\varepsilon_x$ , mentre lungo l'asse dell'estensimetro è:

$$\varepsilon_{\alpha_x} = \varepsilon_y \sin^2 \alpha_x$$

La  $\varepsilon_{\alpha_x}$  totale vale, allora, la somma dei due contributi, di modo che si avrà:

$$\varepsilon_{\alpha_x} = \varepsilon_x \cos^2 \alpha_x + \varepsilon_y \sin^2 \alpha_x$$

Ricordando che le  $\varepsilon_x$  e  $\varepsilon_y$  sono legate tra loro a mezzo del rapporto di Poisson  $\nu$  dalla relazione  $\varepsilon_y = -\nu \varepsilon_x$ , è lecito scrivere:

$$\frac{\varepsilon_{\alpha_x}}{\varepsilon_x} = \cos^2 \alpha_x - \nu \sin^2 \alpha_x$$

Gli effetti delle  $\varepsilon_x$  ed  $\varepsilon_y$  sono sempre presenti, quando lo stato di tensione è unidirezionale, sia esso dovuto ad una trazione o compressione, piuttosto che ad una flessione, purché la deformazione non sia impedita.

Gli effetti che un estensimetro non misura direttamente sono quelli dovuti agli scorrimenti. Trascurando gli effetti secondari dovuti a  $\varepsilon_y$ , lo scorrimento  $\gamma_1$ , come pure il  $\gamma_2$  (uguale ma di segno opposto) di una fibra orientata a  $90^\circ$  rispetto all'asse dell'estensimetro, vale

$$\gamma_1 = \varepsilon_x \sin \alpha_x \cos \alpha_x$$

per cui lo scorrimento totale è

$$\gamma_{a_x} = 2\gamma_1 = \varepsilon_x \sin 2\alpha_x$$

(iv) Se lo stato tensionale è bidirezionale, può darsi il caso in cui  $\sigma_x$  e  $\sigma_y$  procurano deformazioni uguali e di segno opposto, allora si otterrebbe, sulla base delle equazioni su scritte,

$$\frac{\varepsilon_{a_x}}{\varepsilon_x} = \cos^2 \alpha_x + \sin^2 \alpha_x$$

Ossia

$$\varepsilon_{a_x} = \varepsilon_x = \varepsilon_y$$

e perciò, variando l'orientazione di due estensimetri (disposti tra loro a  $90^\circ$ ) rispetto alle direzioni principali, i valori da essi misurati risultano, fra loro, uguali e costanti. Lo scorrimento totale risulta:  $\gamma_{a_x} = 0$  poiché  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  sono uguali e di egual segno, perciò non esiste variazione di forma degli elementi del corpo sollecitato.

(v) Se lo stato di tensione è bidirezionale e le  $\sigma_x$  e  $\sigma_y$  procurano deformazioni uguali ma di segno opposto, cioè  $\varepsilon_x = -\varepsilon_y$ , allora:

$$\frac{\varepsilon_{a_x}}{\varepsilon_x} = \cos^2 \alpha_x - \sin^2 \alpha_x$$

e perciò i valori misurati da due estensimetri (disposti fra loro a  $90^\circ$ ) sono



eguali ma di segno opposto, e dipendono dall'orientazione degli estensimetri rispetto agli assi principali.

(vi) Lo stato tensionale è bidirezionale, e le  $\sigma_x$  e  $\sigma_y$  provocano deformazioni diverse in valore e segno. Se gli assi principali  $x$  e  $y$  sono incogniti, si possono scegliere due assi ortogonali di riferimento,  $u$  e  $v$ , orientati a piacere nel piano.

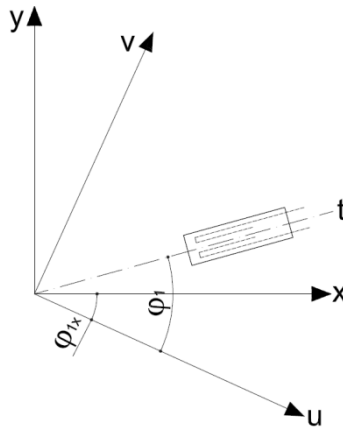


Fig. 1.4. estensimetro riferito agli assi  $u$  e  $v$ .

Un estensimetro, orientato con il suo asse nella direzione  $t$ , che forma con  $u$  un angolo  $\varphi_1$ , misura una certa deformazione (Fig. 1.4) che vale:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_u \cos^2 \varphi_1 + \varepsilon_v \sin^2 \varphi_1 + \gamma_{uv} \sin \varphi_1 \cos \varphi_1$$

che si può così trasformare:

$$\varepsilon_1 = \frac{\varepsilon_u + \varepsilon_v}{2} + \frac{\varepsilon_u - \varepsilon_v}{2} \cos 2\varphi_1 + \frac{\gamma_{uv}}{2} \sin 2\varphi_1$$

due altri estensimetri, applicati secondo due assi, orientati in altre due direzioni 2 e 3, che formano rispettivamente gli angoli  $\varphi_2$  e  $\varphi_3$  con  $u$ , forniscono valori della deformazione esprimibili da due relazioni analoghe:

$$\begin{cases} \varepsilon_2 = \frac{\varepsilon_u + \varepsilon_v}{2} + \frac{\varepsilon_u - \varepsilon_v}{2} \cos 2\varphi_2 + \frac{\gamma_{uv}}{2} \sin 2\varphi_2 \\ \varepsilon_3 = \frac{\varepsilon_u + \varepsilon_v}{2} + \frac{\varepsilon_u - \varepsilon_v}{2} \cos 2\varphi_3 + \frac{\gamma_{uv}}{2} \sin 2\varphi_3 \end{cases}$$

Da queste relazioni, una volta misurati i valori di  $\varepsilon_1$ ,  $\varepsilon_2$  e  $\varepsilon_3$ , si possono determinare le deformazioni secondo le direzioni  $u$  e  $v$ , in uno con lo scorrimento  $\gamma_{uv}$ .

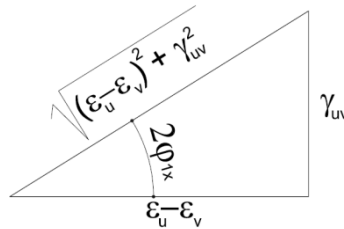


Fig. 1.5. Costruzione grafica.

Se  $\varepsilon_u$  e  $\varepsilon_v$  rappresentano una coppia di valori della deformazione secondo le direzioni prescelte, per trovare i valori massimi (in senso assoluto), cioè le deformazioni  $\varepsilon_x$  e  $\varepsilon_y$  secondo le direzioni principali, basta derivare rispetto a  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  e  $\varphi_3$  rispettivamente, le tre precedenti relazioni e quindi eguagliarle a zero. Perciò si ha:

$$\frac{d\varepsilon_1}{d\varphi_1} = -(\varepsilon_u - \varepsilon_v) \sin 2\varphi_1 + \gamma_{uv} \cos 2\varphi_1 = 0$$

da cui, indicando con  $\varphi_{1x}$  l'angolo che l'asse della direzione principale  $x$  viene a formare con l'asse di riferimento  $u$ , si ottiene:

$$\operatorname{tg} 2\varphi_{1x} = \frac{\gamma_{uv}}{\varepsilon_u - \varepsilon_v}$$

Valgono, inoltre, le seguenti relazioni (Fig. 1.5):

$$\sin 2\varphi_{1x} = \pm \frac{\gamma_{uv}}{\sqrt{(\varepsilon_u - \varepsilon_v)^2 + \gamma_{uv}^2}}$$

$$\cos 2\varphi_{1x} = \pm \frac{(\varepsilon_u - \varepsilon_v)}{\sqrt{(\varepsilon_u - \varepsilon_v)^2 + \gamma_{uv}^2}}$$

Si può concludere, quindi, che una volta misurate le  $\varepsilon_1$ ,  $\varepsilon_2$  e  $\varepsilon_3$  a mezzo dei tre estensimetri, è possibile determinare le deformazioni in due direzioni qualsiasi tra loro normali e lo scorrimento, nonché le deformazioni principali massima e minima.

### 1.3. Dinamometri con estensimetri elettrici a resistenza

I dinamometri sono dispositivi elastici adoperati per la misura di una forza o di un peso. Qualunque sia il tipo di dinamometro, il principio generale di funzionamento è basato sulla misura della deformazione di un organo elastico procurata dalla forza o dal peso agente che si vuole misurare. Ogni dinamometro, perciò, richiede sempre la determinazione di una relazione tra la forza o il peso applicato, e la deformazione subita dall'organo elastico.

Nel caso di dinamometri con estensimetri elettrici a resistenza, denominati anche celle di carico, la deformazione dell'organo elastico su cui gli estensimetri sono applicati, dà luogo ad una variazione di resistenza elettrica che viene misurata e messa in relazione con la forza applicata all'organo stesso.

Per fissare le idee su alcuni di questi apparecchi, si riportano due esempi di dinamometri: quello a cilindro (Fig. 1.6) e quello ad anello (Fig. 1.7).

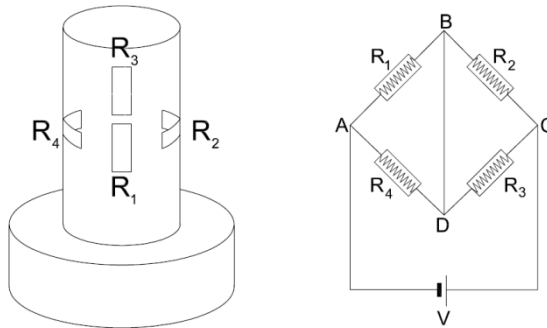


Fig. 1.6. Dinamometro a cilindro pieno.

Nel primo, l'elemento elastico è un cilindro, di solito cavo, sulla cui superficie laterale sono incollati gli estensimetri. Nel secondo, invece, l'elemento elastico ha la forma di un anello con due perni diametralmente opposti; gli estensimetri sono incollati sulle superfici esterna ed interna dell'anello, in una posizione che, di solito, è a  $90^\circ$  rispetto a quella dei perni.

Nei due esempi riportati, la forza, agendo sulle superfici di base del cilindro o in corrispondenza dei perni, deforma il cilindro stesso o l'anello e, dunque, gli estensimetri. Questi ultimi si deformano, nel primo caso, tutti nella stessa maniera se disposti longitudinalmente rispetto all'asse del cilindro; invece, nel secondo caso, gli estensimetri disposti sulla parete esterna si deformano in maniera opposta rispetto a quelli applicati sulla parete interna.

Per poter conoscere le qualità metrologiche di un dinamometro, è necessario definirne le caratteristiche fondamentali. Accanto alle opportune definizioni è conveniente, inoltre, dare anche una rappresentazione grafica delle caratteristiche, le quali si riferiscono al solo dinamometro senza tenere conto dello strumento al quale esso è collegato per la misura della variazione di resistenza elettrica.

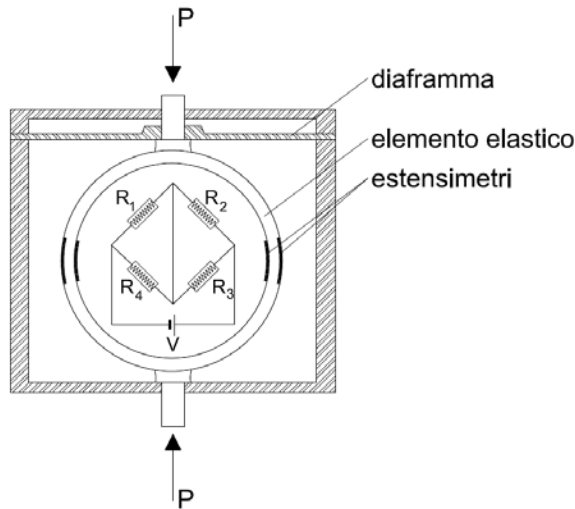


Fig. 1.7. Dinamometro ad anello.

La *precisione del valore di fondo scala* rappresenta l'uniformità di produzione di una serie di dinamometri dello stesso tipo, e tale informazione è importante soprattutto quando si confrontano fra loro due o più strumenti prodotti dalla stessa ditta. Tale uniformità, oltre a dipendere dalla precisione con cui si riescono a riprodurre le parti meccaniche dei dinamometri, dipende anche dalla qualità degli estensimetri elettrici usati, e soprattutto dal fattore di taratura. Quanto più piccolo è lo scarto tra i fattori di taratura degli estensimetri, tanto più i segnali di fondo scala si avvicinano ad un medesimo valore.

Il vantaggio di avere dinamometri con eguale segnale di uscita consiste nella possibilità di usare un solo strumento di misura con più dinamometri o – che è lo stesso – rendere il dinamometro intercambiabile con uno stesso strumento di misura. Di solito, però, senza stare ad affinare molto i metodi di produzione o a scegliere estensimetri di alta qualità, ogni dinamometro può contenere un circuito che permette di regolarne il segnale di uscita.

La *linearità della curva di taratura* rappresenta lo scarto, relativo al fondo scala, che i valori di taratura presentano rispetto ad una linea retta che unisce il valore del segnale all'uscita, in corrispondenza di carico nullo, con il valore del segnale all'uscita, in corrispondenza del carico massimo. In base alla precedente definizione, l'errore di linearità è sempre negativo o sempre positivo, a seconda che si tratti di dinamometri a *semplice effetto* che lavorino esclusivamente a trazione o a compressione, rispettivamente.

L'*isteresi* è rappresentata dallo scarto tra il valore del segnale misurato in salita e quello misurato in discesa, in corrispondenza del medesimo carico. Per esprimere l'errore d'isteresi con un valore numerico, quando non si dispone di un grafico, si è soliti fare riferimento allo scarto misurato in corrispondenza del 50 % della portata massima, rapportandolo al valore di fondo scala. In generale, l'isteresi è dovuta agli estensimetri, perciò gli errori sono di valore piccolo. Quando, invece, tali errori sono elevati, accanto all'isteresi degli estensimetri può esserci un fenomeno di anelasticità tra la superficie di contatto del dinamometro e quella su cui esso poggia, che si manifesta anche sotto forma d'irreversibilità tra i valori misurati all'aumento del carico e quelli misurati al diminuire di esso.

L'isteresi è una caratteristica fornita dai costruttori per tutti i tipi di dinamometri con estensimetri, anche quelli di alta precisione usati come campioni secondari di standardizzazione.

Lo *scorrimento* è rappresentato dalla diminuzione del segnale di misura, ad un determinato carico applicato per lungo tempo. In generale, esso è espresso come variazione relativa del segnale per unità di tempo, quando è applicato il carico massimo. Accanto al valore che esprime lo scorrimento, bisogna specificare la temperatura alla quale le prove sono state fatte. Alla temperatura ambiente, con i materiali normalmente adoperati per la costru-

zione dei dinamometri, lo scorrimento è solo dovuto al rilassamento degli estensimetri, ed è per questo motivo che il segnale di misura tende sempre a diminuire col tempo.

La *variazione dello zero* è rappresentata dal cambiamento del valore del segnale di misura, in corrispondenza del carico nullo, dopo che il dinamometro è stato caricato sino alla portata massima. La variazione dello zero è misurata dallo scarto tra i valori del segnale, in corrispondenza dello zero, prima e dopo che il dinamometro è stato caricato, riferito al valore del segnale corrispondente alla portata massima.

La *sensibilità trasversale* è rappresentata dalla variazione che subiscono i valori della curva di taratura, quando il carico è applicato al dinamometro in maniera eccentrica e non assiale. Essa è espressa dallo scarto tra i fattori di taratura in condizioni di carico centrato e assiale, applicato normalmente, e quelli ottenuti con il carico eccentrico e non assiale. Essendo molto difficile realizzare la condizione di carico assiale, tutti i dinamometri sono progettati in modo da essere il meno possibile sensibili ai momenti che insorgono proprio per effetto dell'eccentricità. Quando il carico non è né centrato né assiale, non solo il valor medio del fattore di taratura varia, ma anche la curva di taratura cambia il suo andamento.

Il *sovraccarico* rappresenta il carico massimo (in percentuale della portata massima nominale) che un dinamometro può sopportare, oltre il carico di fondo scala, senza che varino le sue caratteristiche di taratura e senza che si danneggi. Di solito, quando un dinamometro è sovraccaricato, si ha una variazione di zero, che però non ha influenza sulle altre caratteristiche.

*L'impedenza d'ingresso* e *l'impedenza di uscita* sono rappresentate dai valori del-

la resistenza del circuito di misura costituito dagli estensimetri quando il dinamometro è scarico. Essendo, in generale, il circuito di misura un ponte di Wheatstone, l'impedenza d'ingresso è misurata ai capi della diagonale di alimentazione, con il circuito d'uscita aperto, mentre l'impedenza di uscita è misurata ai capi della diagonale di misura con il circuito di alimentazione aperto. È importante conoscere queste caratteristiche per poter adattare al dinamometro l'apparecchio di misura.

Il *coefficiente di temperatura* è rappresentato dalla variazione del valor medio del fattore di taratura del dinamometro, per effetto di un salto di temperatura. A differenza di quanto avviene nei dinamometri tradizionali, dove è necessario introdurre un coefficiente di correzione dovuto alla temperatura, nei dinamometri con estensimetri tale correzione è in gran parte effettuata per via elettrica: il coefficiente di temperatura è così basso che, per un salto di temperatura cui i dinamometri possono essere assoggettati (ad es.  $\pm 30^{\circ}\text{C}$ ), l'errore rispetto al fattore medio di taratura può essere contenuto entro la precisione del dinamometro.

I dinamometri possono essere adoperati sia per misurare sforzi di compressione che sforzi di trazione, perciò secondo il loro uso si distinguono in: *dinamometri per compressione*, *dinamometri per trazione* e *dinamometri per compressione e trazione*. Nei dinamometri per compressione ed in quelli per trazione l'elemento elastico è caricato da una forza o da un peso, che schiaccia o tira l'elemento elastico, rispettivamente.

Un'altra tipica classificazione dei dinamometri è basata sul modo di funzionare dell'elemento elastico, in base al quale si distinguono in dinamometri a *semplice effetto* e *doppio effetto*. A titolo di esempio, e per terminare tale breve trattazione sui dinamometri, si riporta, nel seguito, la descrizione del principio di funzionamento di quelli a semplice effetto.



Nei dinamometri a semplice effetto, la forza agente sollecita l'elemento elastico a trazione o a compressione. La maggior parte dei dinamometri di tipo commerciale è a semplice effetto, e l'elemento elastico è costituito da una piccola colonna di sezione piena, o da un cilindro cavo.

Gli estensimetri attivi (quelli che trasformano la deformazione meccanica in variazione di resistenza elettrica) sono applicati secondo l'asse longitudinale dell'elemento elastico su cui agisce la forza, mentre gli estensimetri compensatori (che compensano, appunto, le variazioni di temperatura) sono applicati o su una parte non sollecitata, o sullo stesso elemento elastico, bensì secondo l'asse trasversale, ossia a  $90^\circ$  rispetto agli estensimetri attivi. In genere, quando si dispone dello spazio sufficiente, è preferita la seconda soluzione perché si ottiene una migliore compensazione termica: gli estensimetri compensatori subiscono le stesse variazioni termiche degli estensimetri attivi, essendo tutti sullo stesso organo e vicini fra loro.

Il calcolo della *sezione resistente* dell'elemento elastico di un trasduttore a semplice effetto è basato sull'ipotesi che l'elemento sia sollecitato solo da uno sforzo normale uniforme. In realtà, esso è sempre accompagnato da un momento, causato dal fatto che il carico non agisce mai esattamente centrato ed assiale. Ad ogni modo, nell'ipotesi di un carico assiale e centrato, la sollecitazione normale  $\sigma_0$  vale – come noto – per i due casi della sezione cava o piena, che indichiamo con  $A_0$ :

$$\sigma_0 = \frac{P}{A_0}$$

mentre la deformazione longitudinale  $\varepsilon_a$  vale, al solito,  $\varepsilon_a = \frac{P}{EA_0}$ .

Dal valore che assume  $\varepsilon_a$ , dipende l'entità del segnale di uscita o, viceversa,

assegnato il valore di quest'ultimo, si deduce la deformazione del trasduttore. Nel caso in cui gli estensimetri compensatori non siano sollecitati, ricordando che, per definizione, il fattore di taratura  $K$  degli estensimetri vale

$$K = \frac{\Delta R / R}{\varepsilon_a}$$

I valori mediamente attesi di variazione relativa di resistenza sono compresi tra  $10^{-2}$  e  $10^{-1}$ , e si può calcolare facilmente  $\varepsilon_a$ .

In generale, è buona norma non spingere la sollecitazione verso valori più alti, con lo scopo di aumentare il segnale di uscita, poiché è meglio far lavorare gli estensimetri entro limiti di deformazione bassa, in modo da essere sicuri che il loro comportamento sia lineare e stabile agli effetti dello scorrimento.

Per la costruzione di un trasduttore può usarsi sia l'acciaio sia una lega d'alluminio; la scelta dell'uno o dell'altro di questi materiali dipenderà soprattutto dalle possibilità di lavorazione del materiale alle basse portate e dalle dimensioni d'ingombro alle alte portate.

Alle basse portate conviene scegliere come materiale una lega di alluminio per via del suo basso modulo  $E$ ; tuttavia, i valori più bassi delle portate dipendono dalla sezione  $A_0$ , che non può essere molto ridotta, per non ridurre eccessivamente lo spessore delle pareti del trasduttore, nel caso di un cilindro cavo, e per non ricorrere ad estensimetri di dimensioni molto piccole, nel caso di cilindro a sezione piena.

La scelta della sezione piena o cava, oltre che dai diversi limiti di portata e di altezza consentiti da ciascun tipo, è basata sugli effetti dovuti all'azione del carico. Come già osservato e come dimostrato dall'esperienza, la linea di azione del carico di un dinamometro si dispone sempre in maniera non assiale e non centrata, di modo che sono sempre presenti una spinta laterale ed un momento flettente, che introducono variazioni nella curva di taratura e possono dar luogo anche ad effetti di instabilità, specie quando l'altezza

del dinamometro e grande. Un cilindro a sezione cava, presentando – a parità di sezione resistente – un momento d'inerzia rispetto ad un piano longitudinale molto più grande di un cilindro a sezione piena di ugual massa, riduce gli effetti d'instabilità e di non-linearità.

In accordo con il principio di de Saint-Venant, perché ci sia proporzionalità tra la forza applicata ed il segnale all'uscita fornito dagli estensimetri, la forza deve essere applicata ad una certa distanza dalla sezione resistente. Tale distanza non deve essere inferiore al diametro della sezione stessa, in particolare quando il carico è applicato al trasduttore tramite una superficie avente la forma di calotta sferica, com'è stato riscontrato in numerosi studi sperimentali.

Nel caso dei trasduttori cilindrici a sezione cava, la superficie inferiore conviene sia non molto grande, e che appoggi non su di una superficie piana ma su una corona circolare, per evitare i fenomeni di anelasticità che si manifestano come un grande errore d'isteresi. A questa forma da dare alle superficie di contatto si è giunti per via sperimentale; la spiegazione del fenomeno può trovarsi nell'insorgere di una tensione tangenziale che dà luogo ad un attrito, tanto più grande quanto più grande è la superficie di contatto.

Alcuni dinamometri di tipo commerciale hanno una rondella di rame posta fra la superficie inferiore del trasduttore e quella di appoggio, entrambe di acciaio, con lo scopo di ridurre l'attrito. È probabile che il miglioramento che si ottiene, per quanto si riferisce all'isteresi, quando le superfici di contatto sono rettifiche, sia una conferma della dipendenza del fenomeno di anelasticità dall'attrito.

*L'altezza* di un trasduttore gioca un ruolo di particolare importanza nei dinamometri usati per misure di forza variabile nel tempo, come quelli montati sui banchi di prova per misure di spinta. Essi devono avere un'elevata

*frequenza propria* per ridurre l'errore dovuto all'effetto dinamico e ciò si ottiene con trasduttori che abbiano una grande rigidità, come si può vedere dalla nota relazione, valida nel caso di un moto armonico semplice con smorzamento nullo, che esprime la frequenza naturale  $f_n$  in funzione della massa  $m$  del motore o del dispositivo collegato al dinamometro, e della rigidità, cioè della forza  $P$  necessaria a procurare uno spostamento  $l$  del trasduttore:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{P}{lm}}$$

#### 1.4. Estensimetri a corda vibrante

Gli estensimetri a corda vibrante presentano al loro interno una corda di acciaio, tesa tra due blocchetti da fissare (mediante saldatura o resina) alla superficie della struttura da controllare, oppure da annegare nel calcestruzzo.

Preliminarmente alla descrizione di tali dispositivi e del loro principio di funzionamento, è opportuno spendere alcune considerazioni in merito ai sistemi continui in generale e alla trattazione del filo teso, su cui si basa l'estensimetro a corda vibrante.

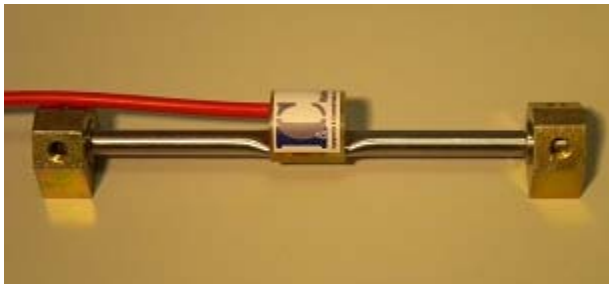


Fig. 1.8 - estensimetro a corda vibrante.

Un **sistema continuo** possiede infiniti gradi di libertà. In analogia a quanto accade per i sistemi discreti, si può dimostrare che un sistema continuo possiede infinite pulsazioni proprie ed infiniti modi propri di vibrare. Le equazioni della dinamica del sistema, espresse in forma differenziale, rappresentano l'equilibrio dinamico dell'elemento infinitesimo del corpo.

In tali equazioni compaiono:

- le eventuali forze di massa, che rappresentano le forze *esterne* applicate all'elemento infinitesimo;
- le forze di inerzia elementari;
- le eventuali forze di smorzamento elementari;
- le forze di richiamo (normalmente elastiche) elementari.

Indicando con **u** il vettore che rappresenta i gradi di libertà del punto generico del continuo, l'equazione di equilibrio dinamico di un elemento infinitesimo, nell'ipotesi di comportamento elastico-lineare e di smorzamento viscoso, può essere posta nella forma:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{u}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{u}} + \mathbf{L}_s[\mathbf{u}] = \mathbf{p} \quad (1.1)$$

ove le grandezze, tutte riferite all'elemento infinitesimo del continuo, rappresentano:

- **M** = matrice di massa =  $(\rho dV)\mathbf{I}$ ;
- **I** = matrice identità, d'ordine pari al numero di gradi di libertà del punto generico del continuo;
- **C** = matrice di smorzamento;
- **L<sub>s</sub>** = operatore differenziale nel quale compaiono le derivate parziali, fino all'ordine *s*, delle variabili spaziali di **u**, che rappresenta

le forze di richiamo elementari;

- $\mathbf{p}$  = vettore delle forze di massa.

Si suppone, inoltre, che in analogia con le usuali trattazioni dei sistemi discreti, i coefficienti delle matrici di massa e di smorzamento e quelli interni all'operatore  $L_s$  siano costanti.

Per la corretta formulazione del problema, occorre che la soluzione  $\mathbf{u}$ , oltre a verificare il rispetto della (1.1), soddisfi le seguenti due condizioni:

- iniziali, cioè gli spostamenti e le velocità iniziali dei vari punti del corpo devono coincidere con quelle assegnate;
- al contorno, cioè gli spostamenti dei punti disposti sulla frontiera del corpo devono essere compatibili con i vincoli ivi imposti.

L'analisi dinamica dei sistemi continui tramite l'equazione di equilibrio dell'elemento infinitesimo non è l'unica possibile. È talvolta usato, infatti, un altro approccio, di tipo variazionale, basato sull'uso del principio di Hamilton, entro il quale il comportamento dinamico può essere descritto da una sola variabile  $u$ , funzione di una variabile spaziale  $z$  e del tempo  $t$ , ossia  $u=u(z,t)$ .

La soluzione della (1) può essere cercata con il metodo della separazione delle variabili, cioè cercando la soluzione come sovrapposizione di funzioni del tipo

$$u = Z(z)T(t) \quad (1.2)$$

dove  $Z$  è funzione della sola variabile spaziale  $z$ , e  $T$  è funzione della sola variabile tempo  $t$ . La forma spaziale di  $u$  è espressa da  $Z(z)$ , e quindi è costante nel tempo, ma l'ampiezza in un punto generico varia nel tempo con la legge  $T(t)$ , che non varia da punto a punto. La forma  $Z(z)$  descrive i modi propri di vibrare del continuo; per tale motivo viene spesso chiamata *funzione*

*ne normale* o *funzione principale*. Poiché  $Z(z)$  è espressa da una funzione armonica nella coordinata spaziale la cui forma risulta inalterata nel tempo, essa rappresenta anche una "onda stazionaria" (*stationary wave*). La forma  $T(t)$  è legata alle pulsazioni proprie di vibrare del continuo.

In certi casi è più conveniente cercare la soluzione come sovrapposizione di funzioni del tipo

$$u = f(z - vt) + g(z + vt) \quad (1.3)$$

Dove  $f$  rappresenta un'onda che si propaga verso le  $z$  positive con una velocità  $v$  e  $g$  un'analoga onda che si propaga con la stessa velocità  $v$  verso le  $z$  negative. Sia la  $f$  che la  $g$  rappresentano delle *onde correnti* (*travelling waves*), talvolta dette anche *progressive* o *regressive* quando se ne vuol porre in luce il verso di propagazione. Poiché la soluzione del problema dinamico è unica, le due forme (1.2) e (1.3) devono rappresentare entrambe la stessa soluzione, anche se in modo diverso. La (1.3) è più usata nel caso che il contorno si estenda all'infinito. La (1.2) è invece scelta qualora si vogliano ricavare le pulsazioni proprie ed i modi propri di vibrare del sistema.

### Equazione dinamica di un filo teso

Si fa l'ipotesi che il filo sia un corpo, geometricamente simile alla trave del Saint-Venant, che può resistere soltanto a trazione senza dar luogo ad estensione (ha, cioè, rigidità a trazione infinita), mentre non presenta rigidità a compressione, flessione, taglio e torsione.

In alcuni testi presenti in letteratura, il filo è chiamato anche *corda*, per analogia con gli strumenti a corda che producono il suono in seguito alle vibrazioni di elementi di questo tipo.

Si vuole studiare la possibilità che il filo possa subire vibrazioni in direzio-

ne perpendicolare al proprio asse, in assenza di forze esterne. Le vibrazioni possono, ad esempio, essere indotte da uno spostamento iniziale del filo in una configurazione deformata (caso della corda di una chitarra) o da una forza iniziale di tipo impulsivo, applicata in un suo punto (caso della corda del pianoforte).

Si prenda a riferimento un filo teso tra due punti (Fig. 1.9), soggetto ad una forza di trazione  $N$ , che in un suo punto generico presenta, in un certo istante, una configurazione deformata rispetto alla posizione di riposo. Si pone l'ipotesi che la deformata  $u$  sia molto piccola rispetto alla lunghezza del filo, in modo da non influenzare apprezzabilmente la tensione  $N$  agente sul filo stesso.

In assenza di azioni di smorzamento, le uniche forze in gioco sono quelle d'inerzia e di richiamo, che, in questo caso e per le ipotesi fatte, dipendono esclusivamente dalla variazione della configurazione geometrica del filo.

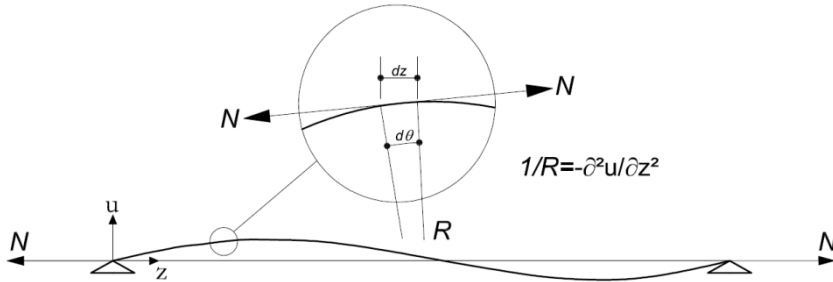


Figura 1.9. Filo teso tra due punti.

Indicando con  $\mu$  la massa per unità di lunghezza, l'equilibrio dinamico di una porzione elementare di filo di lunghezza  $dz$  è espresso dall'equazione differenziale (1.4), nella quale primo e secondo membro rappresentano, rispettivamente, le forze d'inerzia e di richiamo per unità di lunghezza:



$$\mu \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = N \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} \quad (1.4)$$

La (1.4) è spesso scritta nella forma

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} ; \quad v = \sqrt{\frac{N}{\mu}} \quad [L][T]^{-1} \quad (1.5)$$

o, in modo più compatto,

$$\ddot{u} = v^2 u'' \quad (1.6)$$

Nella (1.6), seguendo una convenzione largamente usata, i due punti sopra alla  $u$  rappresentano la derivata parziale seconda di  $u$  rispetto al tempo, il numero romano II in apice alla  $u$ , a secondo membro, rappresenta invece la derivata parziale seconda di  $u$  rispetto a  $z$ .

Si noti che al secondo membro della (1.4) si è assegnato il nome di *forza di richiamo* e non di *forza elastica* perché in essa non compare alcun modulo di elasticità del materiale del filo, che è stato considerato infinitamente rigido a trazione e privo di rigidità nelle altre direzioni.

Dallo studio dell'equazione differenziale (1.4), (1.5) o della (1.6) hanno avuto origine sia i metodi di analisi dinamica dei continui, basati sull'integrazione dell'equazione dinamica, sia quelli che usano la tecnica della *separazione delle variabili*, sia, infine, quelli che fanno uso delle *funzioni* che descrivono la *propagazione delle onde*.

### Separazione delle variabili

Sostituendo la (1.2) nella (1.6) e dividendo primo e secondo membro per

$u=ZT$  si ottiene

$$\frac{\ddot{T}}{T} = v^2 \frac{Z''}{Z} \quad (1.7)$$

Poiché il primo membro dipende soltanto da  $t$  ed il secondo soltanto da  $z$ , affinché sia sempre valida tale uguaglianza è necessario che i due membri siano uguali ad una costante, ad esempio  $a$ . Dalla (1.7) derivano, quindi, due equazioni differenziali, tra loro disaccoppiate, delle quali una contiene  $T$  e l'altra  $Z$ .

$$\ddot{T} - aT = 0 \quad (1.8)$$

$$v^2 Z'' - aZ = 0 \quad (1.9)$$

Ambedue le equazioni hanno la forma dell'equazione dinamica di un sistema ad un grado di libertà. Se si ricercano soluzioni delle (1.8) e (1.9) di tipo armonico, caratteristiche di un moto vibratorio del filo, occorre che la costante  $a$  sia negativa. In caso contrario, il moto è esponenzialmente crescente o decrescente nel tempo, ma ciò è incompatibile fisicamente con la condizione ipotizzata di filo libero e non smorzato.

Pertanto si può porre

$$a = -\omega^2 \quad (1.10)$$

dove  $\omega$  rappresenta la pulsazione del moto armonico della parte temporale  $T$  della soluzione  $u$ .  $T$  può essere posto nella forma

$$T = A \cos \omega t + B \sin \omega t \quad (1.11)$$

Anche la soluzione della (1.9) è rappresentata da una funzione armonica in  $z$  ma, per le (1.9) e (1.10), con numero d'onda  $\chi$  pari a  $\omega/v$ :

$$Z = C \cos \chi z + D \sin \chi z; \quad \chi = \frac{\omega}{v} \quad (1.12)$$

In definitiva, la soluzione della (1.6) nella forma (1.2) è definita dalle (1.11) e (1.12), nelle quali compaiono cinque parametri  $A, B, C, D, \omega$ , che devono essere definiti sulla base delle condizioni iniziali e al contorno.

Si considerino, dapprima, le condizioni al contorno. Il filo è teso tra due punti fissi, tra loro distanti  $L$ . Dev'essere, pertanto

$$u(0,t) = Z(0)T(t) = 0; \quad u(L,t) = Z(L)T(t) = 0 \quad (1.13)$$

Poiché  $T(t)$  non può essere 0 per tutti i valori di  $t$ , dalla (1.13) discende che

$$Z(0) = 0; \quad Z(L) = 0 \quad (1.14)$$

$$C = 0; \quad D \sin(\chi L) = 0 \quad (1.15)$$

Escludendo la soluzione  $D=0$ , che coincide con il filo fermo nella sua configurazione iniziale, la seconda delle (1.15) può essere soddisfatta se vale la seguente condizione:

$$\chi L = n\pi; \quad \omega = \frac{n\pi v}{L} \quad n = 1, 2, \dots, \infty \quad (1.16)$$

Le pulsazioni proprie del filo sono quindi infinite, e i loro valori sono dati dalla (1.16). Indicando con  $\omega_n$  la pulsazione corrispondente ad un dato valore di  $n$ , per ciascuna di esse il corrispondente modo proprio  $Z_n$  è dato da:

$$Z_n = D_n \sin \frac{n\pi z}{L} = D_n \sin \frac{\omega_n z}{v} \quad (1.17)$$

La funzione  $Z_n$  è anche detta *funzione normale* o *funzione principale*. In figura 1.4 sono rappresentati i valori di  $Z'_n$ , espresso da

$$Z'_n = \frac{Z_n}{D_n} \quad (1.18)$$

per i primi tre modi di vibrare del filo rappresentato in fig. 1.10.

La soluzione generale dell'equazione dinamica, che rispetta le sole condizioni al contorno, è quindi espressa da

$$u(z, t) = \sum_{n=1}^{\infty} (A'_n \cos \omega_n t + B'_n \sin \omega_n t) \sin \frac{\omega_n z}{v} \quad (1.19a)$$

ove

$$A'_n = A_n D_n; \quad B'_n = B_n D_n \quad (1.19b)$$

Indicati con  $u_0$  e  $v_0$  i valori della funzione  $u$  e della sua derivata temporale all'istante iniziale  $t = 0$ , si può sempre scrivere, eseguendo lo sviluppo in serie di Fourier nella variabile spaziale  $z$  (lo sviluppo contiene soltanto i termini seno poiché  $u_0$  e  $v_0$  devono rispettare le condizioni al contorno imposte):

$$u_0(z) = u(z, 0) = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin \frac{\omega_n z}{v} \quad (1.19a)$$

$$v_0(z) = \dot{u}(z, 0) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin \frac{\omega_n z}{v} \quad (1.20b)$$

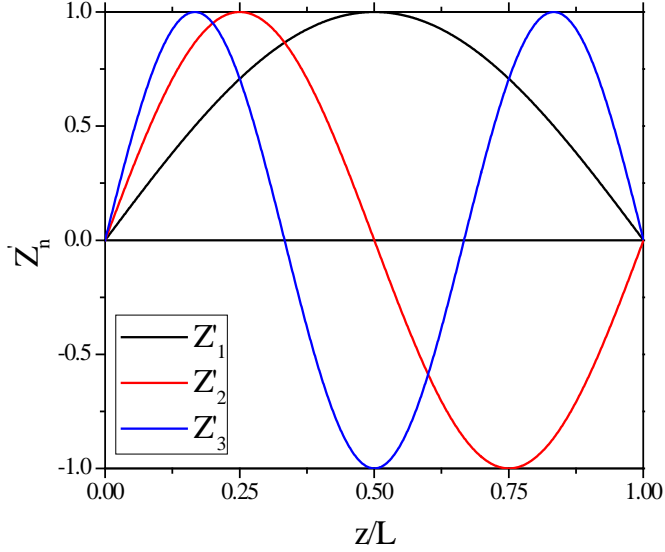


Figura 1.10. Primi 3 modi di vibrare di un filo di lunghezza  $L$ , appoggiato alle estremità.

Ricavando dalle (1.19) i valori di  $u$  e della sua derivata temporale all'istante iniziale, ed uguagliandoli ai valori imposti  $u_0$  e  $v_0$ , si ottiene:

$$A'_n = U_n; \quad B'_n = \frac{V_n}{\omega_n} \quad (1.21)$$

i quali, posti ancora nella (1.19), forniscono

$$u(z,t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( U_n \cos \omega_n t + \frac{V_n}{\omega_n} \sin \omega_n t \right) \sin \frac{\omega_n z}{v} \quad (1.22)$$

La (1.22) risolve completamente il problema perché soddisfa l'equazione

dinamica (1.6), le condizioni al contorno (1.13) e quelle iniziali (1.20). Si noti il legame tra le componenti spaziali ( $Z$ ) e temporali ( $T$ ) di  $u$ .

Indicando con  $T$  il periodo temporale associato alla pulsazione  $\omega_n$  e con  $\lambda_n$  la corrispondente lunghezza d'onda spaziale, dalle (1.12) o (1.22) si ricava

$$\lambda_n = vT_n \quad (1.23)$$

### Propagazione di onde

Si può cercare la soluzione della (1.6) usando funzioni del tipo (1.3), che rappresentano onde che si propagano lungo il filo con velocità  $v$  nei due versi: verso positivo delle  $z$  e verso opposto. È immediato verificare che una funzione del tipo (1.3) soddisfa la (1.6), qualunque siano le espressioni di  $f$  e  $g$ . Per questo motivo, la (1.6) è spesso chiamata *equazione delle onde*.

Le uniche limitazioni alle funzioni  $f$  e  $g$  derivano dal rispetto delle condizioni iniziali e al contorno. La loro forma può essere definita imponendo che valgano le seguenti uguaglianze:

$$u_0(z) = f(z) + g(z); \quad v_0(z) = -vf(z) + vg(z) \quad (1.24)$$

$$f(z) = \frac{1}{2} \left( u_0(z) - \frac{v_0(z)}{v} \right); \quad g(z) = \frac{1}{2} \left( u_0(z) + \frac{v_0(z)}{v} \right) \quad (1.25)$$

essendo  $\nu = v/\lambda$  la frequenza della vibrazione.

Poiché  $u_0$  e  $v_0$  devono soddisfare le condizioni al contorno, appare evidente dalle (1.15) che anche le  $f$  e  $g$ , almeno inizialmente, le verificheranno. Le due onde, a partire dalla configurazione iniziale, si propagano nei due versi opposti.

Immaginando, per semplicità, che tale configurazione iniziale sia localizzata in una zona ristretta del filo, la propagazione di un'onda generica prosegue senza disturbi finché incontra un'estremità del filo. Ciò che accade dopo questo evento, dipende dal tipo del vincolo di estremità. L'osservazione del comportamento fisico della corda, che può essere dimostrato anche in modo rigoroso, mostra che le onde presentano il seguente comportamento all'atto dell'incontro con l'estremità del filo.

Se il vincolo è rigido, come quello ipotizzato nella fig. 1.9, l'onda viene riflessa dal vincolo e torna indietro *rovesciata*: la funzione che la descrive appare con segno cambiato e si propaga in senso opposto; in altri termini, la funzione  $f$  si trasforma in una funzione  $g$  di ampiezza uguale alla  $f$ , ma di segno opposto. Se il vincolo è rappresentato da un altro filo attaccato, parte dell'onda prosegue sul secondo filo e parte è riflessa sul primo.

Nel caso che il filo abbia lunghezza molto grande, l'onda continua la sua propagazione senza attenuarsi, perché si è fatta l'ipotesi che né il filo né il mezzo circostante producano azioni di smorzamento. Se l'estremo risulta libero, l'onda torna indietro senza rovesciarsi.

Nel caso del filo teso di fig. 1.3, già analizzato col metodo della separazione delle variabili e la cui soluzione è espressa dalla (1.23), è interessante verificare se un'opportuna combinazione di funzioni di tipo  $f$  e  $g$  possa rappresentare la stessa funzione. Infatti, com'è noto, la soluzione fisica è unica, anche se la sua espressione matematica può assumere aspetti formali diversi. Si prenda a riferimento il generico termine dello sviluppo in serie (1.23).

Si può scrivere:

$$\begin{aligned}
 & \left( U_n \cos \omega_n t + \frac{V_n}{\omega_n} \sin \omega_n t \right) \sin \frac{\omega_n z}{v} = \\
 & = \frac{1}{2} U_n \left[ -\sin \frac{\omega_n}{v} (z - vt) + \sin \frac{\omega_n}{v} (z + vt) \right] + \\
 & + \frac{1}{2} \frac{V_n}{\omega_n} \left[ \cos \frac{\omega_n}{v} (z - vt) - \cos \frac{\omega_n}{v} (z + vt) \right]
 \end{aligned} \tag{1.26}$$

da cui

$$f_n = \frac{1}{2} \left[ -U_n \sin \frac{\omega_n}{v} (z - vt) + \frac{V_n}{\omega_n} \cos \frac{\omega_n}{v} (z - vt) \right] \tag{1.27a}$$

$$g_n = \frac{1}{2} \left[ U_n \sin \frac{\omega_n}{v} (z + vt) - \frac{V_n}{\omega_n} \cos \frac{\omega_n}{v} (z + vt) \right] \tag{1.27b}$$

cioè lo sviluppo in serie (1.23) può essere espresso anche come sviluppo in serie di funzioni (1.27) di tipo  $f$  e  $g$ . Le funzioni (1.27) rappresentano due onde che si propagano in versi opposti con velocità pari a  $v$ , ma la loro somma rappresenta, in ogni istante, un'onda stazionaria. Nella terminologia delle onde si trovano spesso dei termini che appare utile citare (per semplicità si omette il pedice  $n$ ):

- *fase  $\varphi$* : è rappresentata dall'argomento delle funzioni seno e coseno nelle equazioni (1.27),

$$\varphi(z, t) = \frac{\omega}{v} (z \pm vt) = \chi z \pm \omega t \tag{1.28}$$

- *velocità di fase  $v$* : coincide con la velocità  $v$  di propagazione delle onde;
- *lunghezza d'onda  $\lambda$* : è la distanza tra due creste d'onda in un dato istante di tempo; se l'onda è espressa da  $f_n$  o  $g_n$  date dalle (1.27), si



ha

$$\lambda = \frac{2\pi}{\chi} = \frac{2\pi v}{\omega} \quad (1.29)$$

- *numero d'onda  $\chi$* : è definito come

$$\chi = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v} \quad (1.30)$$

Si noti che  $\chi$ , nella rappresentazione spaziale dell'onda, ha la stessa funzione di  $\omega_n$  nella rappresentazione temporale della stessa onda.

- *onda dispersiva e non dispersiva*: se un'onda possiede una velocità di fase  $v$  che è costante, qualunque sia il numero d'onda  $\chi$  (o la lunghezza d'onda  $\lambda$ ), si dice che è *non dispersiva* o, più precisamente, che il mezzo in cui si propaga è *non dispersivo*. Un'onda che soddisfa la (1.6) ha proprio questa proprietà. Esistono, peraltro, onde che sono dette *dispersive*, per le quali la velocità di fase  $v$  varia al variare del numero d'onda. I mezzi nei quali tali onde si propagano, sono detti *dispersivi*.

### Filo eccitato

Se sul filo agisce una forza eccitatrice  $p(\xi, t)$  per unità di lunghezza, e valgono ancora le ipotesi che hanno condotto alle (1.6) e (1.19), l'equazione dinamica assume la seguente forma:

$$\mu \ddot{u} - \mu v^2 u'' = p \quad (1.31)$$

La soluzione della (1.31) può essere espressa come somma della soluzione generale dell'equazione omogenea (1.6), espressa dalla (1.19), e da una soluzione particolare della (1.31). La soluzione particolare può essere ottenuta col metodo della sovrapposizione modale. Infatti, i modi propri di vibrare del filo, espressi dalle (1.17), soddisfano le seguenti proprietà, simili a quelle possedute dai modi propri di un sistema discreto:

- ne sono linearmente indipendenti, in quanto rappresentano termini di uno sviluppo in serie di Fourier; in altre parole, il sistema di funzioni  $Z_n$  è completo e quindi uno sviluppo in serie di  $Z_n$  può rappresentare una qualsiasi configurazione deformata del filo;
- sono ortogonali rispetto alla funzione  $\mu$  integrata nell'intervallo  $(0,L)$  corrispondente alla lunghezza del filo,

$$\int_0^L \mu Z_n Z_k dz = \delta_{nk} \mu_n \quad (1.32)$$

ove  $\delta_{nk}$  è il delta di *Kronecker*. In analogia a quanto fatto per i sistemi discreti, è talvolta conveniente rendere le  $Z_n$  normalizzate rispetto alla funzione  $\mu$ , eseguendo questa semplice trasformazione di scala

$$Z_n^* = \frac{Z_n}{\sqrt{\mu_n}} \quad (1.33)$$

Se  $\mu$  è costante, tenendo conto dell'espressione (1.17) di  $Z_n$ , si ottiene

$$Z_n^* = \sqrt{\frac{2}{M}} \sin \frac{\omega_n z}{v} \quad (1.34)$$

Ove  $M=\mu L$  rappresenta la massa del filo (della trave).

Per le proprietà su esposte, la funzione incognita può essere espressa da

$$u_p(z, t) = \sum_{n=1}^{\infty} Z_n^*(z) T_n(t) \quad (1.35)$$

ove i  $T_n$  sono i coefficienti incogniti dello sviluppo in serie delle funzioni  $Z_n^*$ , date dalle (1.34). Sostituendo la (1.35) nella (1.31) si ottiene

$$\sum_{n=1}^{\infty} (\mu Z_n^* \ddot{T}_n - \mu v^2 Z_n^{*''} T_n) = p \quad (1.36)$$

Ma le  $Z_n^*$  devono soddisfare le (22.9) e (22.10) e, pertanto, la (1.36) assume la forma

$$\sum_{n=1}^{\infty} (\mu Z_n^* + \omega_n^2 T_n) = p \quad (1.37)$$

Moltiplicando i vari termini per  $Z_k^*$  ed integrando nell'intervallo  $(0, L)$  si ottiene, per la (1.33)

$$\ddot{T}_n + \omega_n^2 T_n = \int_0^L Z_n^* p(z, t) dz = f_n(t) \quad (1.38)$$

che rappresenta un'equazione differenziale a coefficienti costanti nell'incognita  $T_n$ . La (22.38) è identica all'equazione dinamica (3.21) di un sistema a un grado di libertà, eccitato da una forza qualsiasi. La soluzione della (1.38), che s'indicherà con  $T_{np}$  è espressa da

$$T_{np}(t) = \frac{1}{\omega_n} \int_0^t f_n(\tau) \sin \omega_n(t - \tau) d\tau \quad (1.39)$$

Poiché la  $T_{np}$  e la sua derivata prima sono nulle per  $t=0$ , le condizioni iniziali devono essere soddisfatte dalla soluzione generale dell'equazione omogenea (1.6). La soluzione generale dell'equazione omogenea assume, anche in questo caso, la forma (1.22). In definitiva, la soluzione completa della (1.31) è data da:

$$u(z,t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( U_n \cos \omega_n t + \frac{V_n}{\omega_n} \sin \omega_n t + \sqrt{\frac{2}{\mu L}} T_{np}(t) \right) \sin \frac{\omega_n z}{v} \quad (1.40)$$

Nelle applicazioni si considera soltanto un numero finito di termini dello sviluppo in serie (22.40). Il valore massimo di  $n$  determina la massima pulsazione  $\omega_n$ , ritenuta necessaria per una fedele descrizione del fenomeno dinamico. Tale pulsazione deve essere superiore alla massima pulsazione contenuta nello spettro di  $p(t)$  e alla massima pulsazione dell'armonica  $U_n$  o  $V_n$  necessaria per descrivere correttamente le condizioni iniziali.

Sulla base della conoscenza del comportamento di un filo teso, o corda, si basano, appunto, gli estensimetri a corda vibrante.

In essi, il filo è pretensionato, e quando l'estensimetro si dilata o contrae per effetto delle sollecitazioni e/o delle vibrazioni agenti sull'elemento strutturale cui l'estensimetro è attaccato, la corda vibrante si dilata o contrae di

conseguenza. Poiché la frequenza di risonanza è pari a  $V_0 = \frac{V}{\lambda}$  e  $\lambda = 2l_0$ , si

ha che quando la lunghezza iniziale  $l_0$  varia di un certo  $dl$  (ipotizzato, per esempio, positivo) la frequenza di risonanza varierà anch'essa:

$$\begin{aligned}\Delta\nu &= \nu - \nu_0 = \frac{\nu}{2l} - \frac{\nu}{2l_0} = \frac{\nu}{2} \left( \frac{1}{l} - \frac{1}{l_0} \right) = \frac{\nu}{2} \left( \frac{l_0 - l}{l \cdot l_0} \right) = \frac{\nu}{2l_0} \frac{-\Delta l}{l} = \\ &= -\frac{\nu}{2l_0} \frac{\Delta l \cdot l_0}{l_0 \cdot l} = -\frac{\nu}{2l_0} \varepsilon_x \frac{l_0}{l} \Rightarrow \Delta\nu \propto -\varepsilon_x\end{aligned}$$

C'è, pertanto, una diretta proporzionalità tra la variazione di frequenza  $\Delta\nu$  e l'opposto della variazione relativa di lunghezza  $\varepsilon_x$  (ad una diminuzione della frequenza corrisponde un incremento della lunghezza del filo e vice-versa).<sup>1</sup>

Negli estensimetri a corda vibrante, è una bobina elettromagnetica, disposta in prossimità della corda, ad indurre in essa le vibrazioni, che sono poi convertite in segnali elettrici di corrente alternata. Dato che è misurata solo la frequenza, le variazioni della resistenza o della temperatura del cavo di collegamento hanno, sul segnale, un effetto trascurabile. I trasduttori sono fabbricati interamente, di norma, in acciaio inossidabile, sì da assicurarne l'utilizzo anche in ambienti aggressivi.

Tale classe di dispositivi trova largo impiego nel monitoraggio strutturale statico, nelle prove su pali e in geotecnica, e riecono a misurare variazioni di lunghezza anche di  $1\mu\text{m}/\text{m}$ .

## 1.5. Accelerometri piezoelettrici

In questo tipo di accelerometri, la reazione elastica è fornita da un elemento cristallino che funge direttamente da trasduttore. Alla base del fun-

---

<sup>1</sup> Si noti che nella relazione  $\nu = \sqrt{E/\rho} \frac{1}{2l}$ , utilizzata per ricavare il  $\Delta\nu$ , sono stati assunti costanti  $E$  e  $\rho$ . Ciò è vero se e solo se si lavora nell'intervallo di elasticità lineare, che costituisce, pertanto, anche l'intervallo di lavoro degli estensimetri a corda vibrante.

zionamento di questi sensori c'è l'effetto *piezoelettrico*, che causa una separazione e quindi un accumulo di cariche elettriche positive e negative sulle opposte facce di un reticolo cristallino quando esso è sottoposto all'azione di una sollecitazione esterna (Fig. 1.11). Il quarzo, sia nella sua forma naturale che dopo aver subito trattamenti particolari, è uno dei materiali piezoelettrici naturali più sensibili e stabili che si conosca.

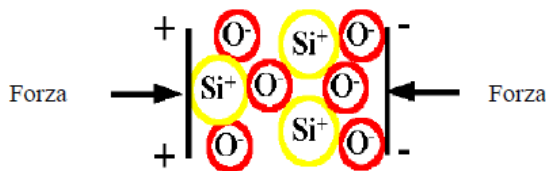


Fig. 1.11: disposizione delle cariche all'interno di un cristallino in quarzo sottoposto a compressione

Come si nota, gli ioni dell'ossigeno e quelli del silicio si ridistribuiscono nel reticolo andandosi ad accumulare sulle facce opposte del cristallo.

Naturalmente, l'intensità di questo fenomeno è proporzionale alla sollecitazione cui il cristallo è sottoposto; le cariche che appaiono sulle due facce possono pertanto esprimersi nel seguente modo:

$$Q = d_{ij} \cdot F$$

in cui  $d_{ij}$  è la *costante piezoelettrica*, che sta a significare la quantità di carica che il quarzo mette a disposizione, per quel determinato taglio, per unità di carico normale applicato ( $F$ ). Poiché il doppio strato di cariche è separato da un dielettrico, che è il cristallo stesso, si può concludere che detto cristallo sotto carico si comporta come un condensatore e pertanto:

$$Q = C \cdot V$$

in cui  $V$  è la differenza di potenziale che insorge tra le due facce e  $C$  è la

capacità del condensatore che può essere espressa nel seguente modo:

$$C = \varepsilon \frac{S}{d}$$

in cui  $S$  è la superficie delle facce,  $d$  la distanza tra le stesse e  $\varepsilon$  la costante dielettrica del quarzo.

Nella realizzazione di un accelerometro di fa in modo che la forza imposta sul materiale piezoelettrico corrisponda esattamente all'accelerazione da misurare. Per questo motivo, al cristallo è attaccata una massa nota, che crea la forza  $F$  proporzionale all'accelerazione. Sottili elettrodi metallici, realizzati tipicamente in oro, raccolgono la differenza di potenziale indotta dalla pressione e, con opportuni cavi di collegamento, trasmettono il segnale così ottenuto.

In definitiva, fra le due facce esiste una differenza di potenziale  $V$  che vale:

$$V = d_{ij} \frac{F}{C} = d_{ij} \frac{mda}{\varepsilon S}$$

in cui  $m$  è la massa sollecitante, ovvero una massa solidale al quarzo, ed  $a$  l'accelerazione lungo l'asse preso in considerazione per l'applicazione della forza  $F$ . Non è previsto, di solito, alcun elemento che fornisca uno smorzamento: l'unica forma di dissipazione di energia è data dall'isteresi del cristallo.

Lo smorzamento, quindi è davvero molto basso, dell'ordine di 0.01, ed in genere non viene neanche fornito nei certificati della ditta che ha realizzato l'accelerometro, essendo in molte considerazioni pratiche addirittura trascurabile (semplificazione accettabile, atteso l'elevato valore della frequenza propria di risonanza).

Per quanto riguarda il campo di utilizzo, la risposta alle basse frequenze è determinata dalle caratteristiche del cristallo, in particolare dalla sua costante di tempo  $\tau$ , mentre alle alte frequenze dalla risonanza meccanica.

Un'accurata risposta alle basse frequenze richiede un'elevata costante di tempo  $\tau$ , che di solito è ottenuta usando un amplificatore di tensione ad alta impedenza o un amplificatore di carica.

Cionondimeno, l'affidabilità alle basse frequenze è proprio uno dei limiti applicativi più forti degli accelerometri piezoelettrici, che viene superato solo in parte con gli accorgimenti appena descritti.

Le cariche debbono essere presenti sulle facce del cristallino e non devono migrare, altrimenti si commette un errore che è tanto più grande, quanto più è alta la quantità di esse che abbandona gli elettrodi. Ciò vuol dire che l'amplificatore, che deve rilevare la piccola differenza di potenziale presente, deve avere un'impedenza di ingresso nel primo stadio dello stesso ordine di grandezza dell'impedenza di uscita del cristallo di quarzo (dell'ordine di  $10^{14} \Omega$ ).

Amplificatori con elevata impedenza di ingresso nel primo stadio si ottengono con l'uso di triodi ad alto vuoto, nei quali la  $I_g$  (corrente di griglia) è praticamente nulla, e sono comunemente detti amplificatori di carica. Il problema dell'isolamento, ossia della capacità di impedire la fuga di cariche, è tanto più difficile quanto la misura è statica, ossia quanto più tempo si desidera far restare le cariche ferme. Il cristallo di quarzo è, infatti, un condensatore che si scarica attraverso una resistenza esterna: ciò significa che i trasduttori al quarzo sono idonei per misure dinamiche, non quasi statiche. Non misurano, cioè, accelerazioni costanti e, tanto meno, se posti in un campo gravitazionale, non sono in grado di misurare l'accelerazione di gravità ed il valore uguale e contrario quando ruotati di  $180^\circ$ . Con essi si può arrivare, nelle realizzazioni più accurate, a misure di qualche centesimo di Hz. Sistemi disegnati per misure a bassa frequenza (al di sotto dei 5-10 Hz)



possono presentare però degli errori in presenza di transienti termici a causa dell'effetto piroelettrico tipico di molti materiali piezoelettrici., che produce un carica in output non a causa dello sforzo avvertito, ma per la variazione di temperatura.

I cristalli piezoelettrici, inoltre, presentano valori di rigidezza dell'ordine di 100 GPa, che sono simili a quelli di molti metalli, producendo così un segnale di uscita elevato a fronte di una deformazione veramente molto limitata. Questo limita effetti di deflessione e fa sì che il sensore abbia eccellenti caratteristiche di linearità su uno spettro di frequenze molto ampio. Rispetto ad altri tipi di accelerometri, inoltre, i piezoelettrici tendono ad avere anche un'elevata sensibilità trasversale, tipicamente attorno al 2-4%.

Ci sono numerose configurazioni con cui è possibile realizzare questo tipo di sensori, in modo da far risaltare proprietà e caratteristiche desiderate per particolari applicazioni. In pratica, una volta ricavato un cristallino di quarzo, tagliato secondo determinate direzioni, si ha la possibilità di ottenere un accelerometro piezoelettrico. Nelle figure che seguono sono riportati diversi schemi, a seconda delle modalità di azione della sollecitazione eccitatrice. La coppia di serraggio deve essere fornita con opportuna modulazione: un valore elevato potrebbe deformare il cristallo, un valore basso potrebbe tagliare le alte frequenze. Volendo generalizzare, sulla base viene posto il cristallino di quarzo e su di esso la massa  $m$ ; il tutto viene serrato, per esempio per mezzo di vite filettata e dado, ed inserito in una cassa che ha funzione di protezione. Il serraggio conferisce un precarico al cristallino; in questo modo le cariche positive si presentano sempre sulla stessa faccia, anche per accelerazioni negative: in tal caso la massima accelerazione negativa rilevabile è quella che annulla il precarico. Tale precarico si potrebbe annullare incollando la massa  $m$  al cristallino; spesso ciò non è possibile per problemi concernenti gli elettrodi, a partire dai quali si deve portare fuori il segnale. In generale gli accelerometri piezoelettrici si differenziano in base al modo

in cui la forza d'inerzia della massa accelerata agisce sul cristallino.

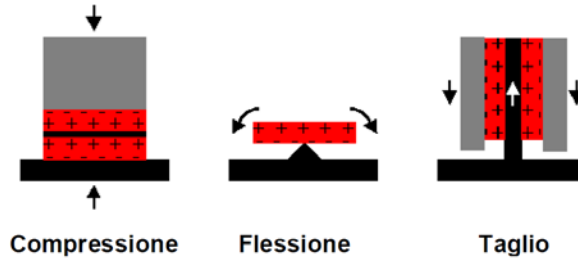


Fig. 1.12: modalità di azione della forza di inerzia.

Con riferimento alla figura 1.12, il rosso rappresenta il cristallo piezoelettrico, ed il grigio la massa producente la forza di pressione (o taglio) attraverso cui rilevare l'accelerazione del sistema; le frecce individuano la direzione in cui è applicata la forza.

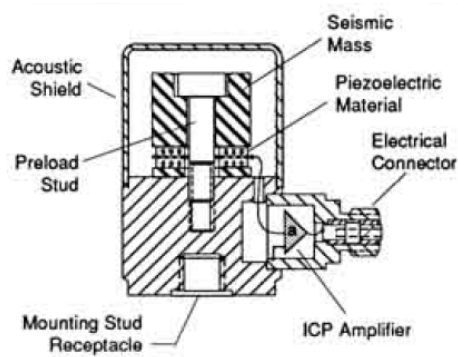


Figura 1.13: cristallino a compressione (connettore elettrico laterale).

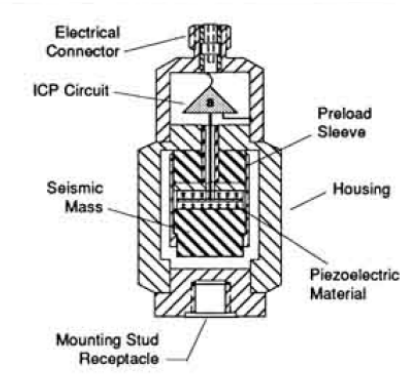


Fig. 1.14: cristallino a compressione (connettore in asse con massa e cristallino).

Ogni configurazione presenta caratteristiche diverse, ciascuna con specifiche peculiarità che la rendono adatta ad alcune applicazioni. La configurazione più semplice e solida è quella in cui la massa comprime l'elemento piezoelettrico (Fig. 1.13 e 1.14). Quando il trasduttore è accelerato, la massa aumenta o diminuisce la forza agente sul cristallo e quindi fa variare la carica in uscita. Naturalmente, maggiore è la massa, maggiore è la sollecitazione sull'elemento sensibile e quindi maggiore è l'intensità del segnale in uscita. Questo tipo di sensore presenta quindi il migliore rapporto massa/sensibilità, ma a causa dell'involucro, che è parte integrante del sensore, ha un'elevata sensibilità al rumore, inteso sia come rumore acustico, come effetto termico e soprattutto come effetto derivante dalla deformazione della superficie di montaggio.

Per questo motivo, sono state pensate diverse possibili configurazioni alternative che cercano di limitare questi effetti. Per analisi a bassa frequenza e a bassi livelli di accelerazione è molto usato l'elemento che lavora a flessione (Fig. 1.15). La configurazione maggiormente usata, ad ogni modo, è quella con il cristallo che lavora a taglio (Fig. 1.16).

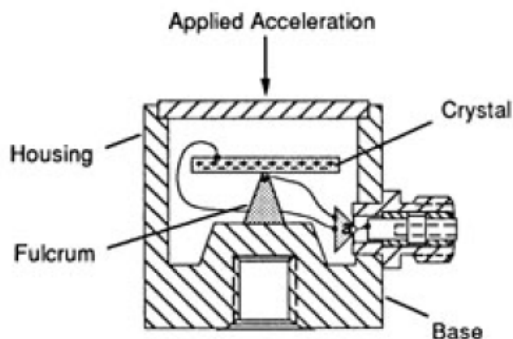


Fig. 1.15. Cristallino a flessione.

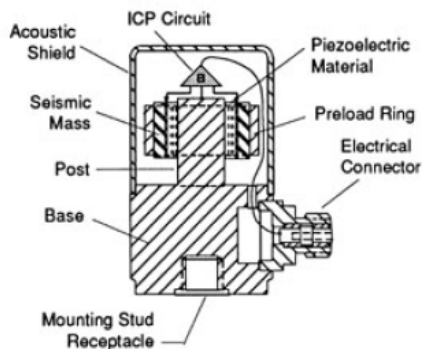


Fig. 1.16. Cristallino piezoelettrico che lavora a taglio.

Nel dettaglio, questa configurazione prevede l'elemento piezoelettrico attaccato tra un montante centrale e la massa sismica. Un anello esterno applica un precarico di compressione per dare rigidità alla struttura e per assicurare, al contempo, che il sensore lavori nel tratto a comportamento lineare della sua curva sforzo/carica. In presenza di una accelerazione, la massa genera uno sforzo di taglio nel cristallo che, per l'effetto piezoelettrico, produce sugli elettrodi ad esso applicati un segnale elettrico in uscita proporzionale allo sforzo a cui è sottoposto, e quindi all'accelerazione che lo ha indotto. Per mezzo di sottilissimi conduttori, l'output dagli elettrodi è trasmesso al connettore esterno o, se si tratta di accelerometri di tipo ICP,

ad un circuito interno al trasduttore, che ne effettua il condizionamento, e poi al connettore. Questo modello, avendo l'elemento sensibile isolato rispetto alla base ed all'involucro dell'accelerometro, presenta una bassa sensibilità sia alle variazioni di temperatura che agli effetti di deformazione della superficie su cui è montato. Inoltre, in questo modo è possibile realizzare sensori dalle dimensioni molto ridotte, che minimizzano l'effetto della massa aggiuntiva durante le prove dinamiche e che possono acquisire frequenze molto elevate. Per quanto riguarda il tipo di elemento piezoelettrico da impiegare nella realizzazione dei vari tipi di sensore, la scelta è ristretta a due tipi di materiali: il quarzo già citato e i cristalli ceramici.

Il quarzo è un materiale piezoelettrico naturale e presenta una elevata stabilità. Ormai non si usa più nella sua forma naturale, ma viene prodotto artificialmente per migliorarne le già buone caratteristiche. Presenta inoltre una bassa sensibilità alle variazioni di temperatura e, per la sua stabilità, un'elevata riproducibilità della misura.

Molti sono i materiali ceramici usati nella realizzazione degli accelerometri e la scelta dipende dal particolare tipo di applicazione; fra essi il più diffuso è lo zirconato di titanio (comunemente indicato con la sigla PZT). Tali materiali sono prodotti artificialmente e sono forzati a diventare piezoelettrici tramite un processo di polarizzazione conosciuto con il termine di *polling*. Esso consiste nel sottoporre il materiale a un campo elettrico di elevata intensità che allinea i dipoli elettrici della sua struttura cristallina, facendolo così diventare piezoelettrico. Ciò però potrebbe comportare un limite per i trasduttori realizzati con questo tipo di materiali. Infatti, se sottoposti a campi elettrici di intensità vicina a quella di *polling*, le loro proprietà piezoelettriche possono essere gravemente alterate. Lo stesso può succedere se sono impiegati in ambienti con una temperatura troppo elevata, al di fuori del loro *range* di funzionamento. I ceramici, rispetto ai cristalli di quarzo, presentano diversi vantaggi. In particolare, il segnale elettrico in uscita risul-

ta esser di molte volte superiore a quello fornito dal quarzo, potendo così realizzare, a parità di output, sensori più piccoli e di minor peso, minori costi di realizzazione, e con la conseguente capacità di misurare più bassi livelli di vibrazione e frequenze più elevate.

## 1.6. Altre tipologie di accelerometri

Gli accelerometri propriamente detti *meccanici*, sono quelli in cui gli elementi massa e molla assumono una ben definita consistenza. Essi sono impiegati per vibrazioni che variano lentamente nel tempo e lo spostamento della massa, che assume pertanto notevoli dimensioni, è misurato da potenziometri resistivi o da LVDT3.

Il loro campo di applicazione, in termini di ampiezza, può andare da un minimo di  $\pm 1g$  a un massimo di  $\pm 50g$ , essendo  $g$  l'unità di misura dell'accelerazione, posta uguale alla accelerazione di gravità; hanno una frequenza naturale che si trova tra 12 e 86 Hz, con uno smorzamento  $\zeta$  tra 0.5 e 0.8. Nel caso di potenziometri, la resistenza del trasduttore può variare tra 1000 e 10.000  $\Omega$ , che corrispondono ad una risoluzione dello 0.45% o dello 0.25% dell'intera scala. La temperatura di utilizzo va dai  $-54$  a  $74$  °C.

La sensibilità alle accelerazioni ortogonali alla direzione di misura è pari a  $\pm 1\%$  della sensibilità lungo l'asse di misura.

Per misurare frequenze maggiori, la soluzione migliore è quella di impiegare degli *strain-gauge* (a più grande banda passante), disposti all'incastro di elementi elastici, molto flessibili, a mensola, che sorreggono la massa. Con sensori di questo tipo si possono ottenere misure molto accurate, fino a frequenze dell'ordine dei 15.000 Hz.

Un'interessante variante dell'accelerometro meccanico è quello *ad equilibrio di forza* (Fig. 1.17).

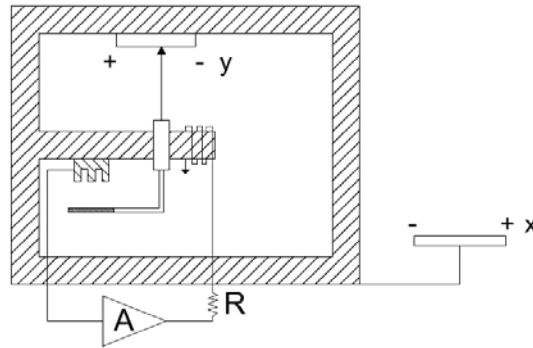


Fig. 1.17. Accelerometro ad equilibrio di forza.

Anche in questo caso è presente una massa sensibile alle accelerazioni: il suo spostamento rispetto all'involucro è rilevato mediante un trasduttore posizione-tensione e la tensione risultante, amplificata in un amplificatore di corrente ad elevato guadagno, alimenta un forzatore che fornisce la forza di equilibrio alla forza d'inerzia. Se la massa è costituita da un magnete permanente, il forzatore può essere costituito da una bobina, per cui si ha, con ottima approssimazione, un legame lineare tra corrente e forza. La corrente è proporzionale alla forza d'inerzia e quindi all'accelerazione da misurare, il cui valore è determinato mediante la caduta di tensione ai capi di una resistenza nota.

Con lo stesso principio di funzionamento degli accelerometri ad equilibrio di forza, si realizzano anche dei sensori che, oltre all'accelerazione, misurano la sua variazione rispetto al tempo e sono chiamati *jerkmetri*. Sono realizzati includendo nel trasduttore di base un circuito integratore: mentre la tensione ai capi della resistenza di misura è proporzionale all'accelerazione, quella prelevata prima dell'integratore è proporzionale alla sua derivata temporale.

## 1.7. Accelerometri MEMS

La sigla MEMS è l'acronimo di Micro Electro Mechanical Systems e identifica una categoria di dispositivi di varia natura (meccanici, elettrici ed elettronici) integrati in forma altamente miniaturizzata su uno stesso substrato di silicio, che coniugano le proprietà elettriche degli integrati a semiconduttore con proprietà opto-meccaniche. La tecnologia MEMS è considerata una delle innovazioni più promettenti del XXI secolo, capaci di rivoluzionare sia il mondo industriale, sia quello dei prodotti di largo consumo. La miniaturizzazione dei sensori costruiti utilizzando tale tecnologia, unita all'integrazione del circuito necessario ad ottenere l'output di misura, ne ha consentito l'introduzione in molteplici dispositivi (palmari, console di giochi, realtà virtuale, sistemi di misura, sistemi di controllo di posizione utilizzati congiuntamente alla tecnologia GPS, etc.) ove si vuole effettuare la misura di diverse grandezze fisiche (accelerazioni, velocità, spostamenti, rotazioni, pressioni, etc.).

Questa tecnologia ha portato alla realizzazione di accelerometri MEMS in grado di misurare lungo tre assi. Si basano principalmente sulla misura di variazioni capacitive, indotte dalle accelerazioni cui il sensore è sottoposto. I processi di microincisione permettono di realizzare condensatori costituiti da più armature, che possono oscillare attorno ad una posizione di equilibrio, provocando variazioni capacitive (alcuni schemi sono illustrati nella pagina seguente). Tali variazioni sono dell'ordine di  $10^{-18}$ ,  $10^{-21}$  F e possono essere rilevate proprio grazie alla tecnologia costruttiva dei MEMS che integra l'elettronica all'interno del sensore.

Tali sensori presentano molteplici caratteristiche favorevoli:

- precisione e rapporto segnale/rumore elevati;
- ampia banda passante a partire da 0 Hz, sono dunque in grado di



misurare le accelerazioni statiche;

- affidabilità;
- consumi limitati;
- produzione su larga scala e omogeneità della lavorazione;
- miniaturizzazione.

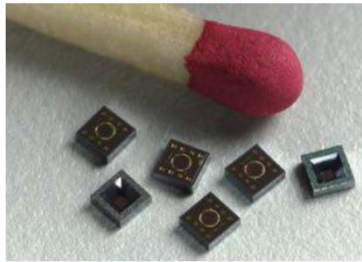


Fig. 1.18. Accelerometri MEMS confrontati con un comune fiammifero.

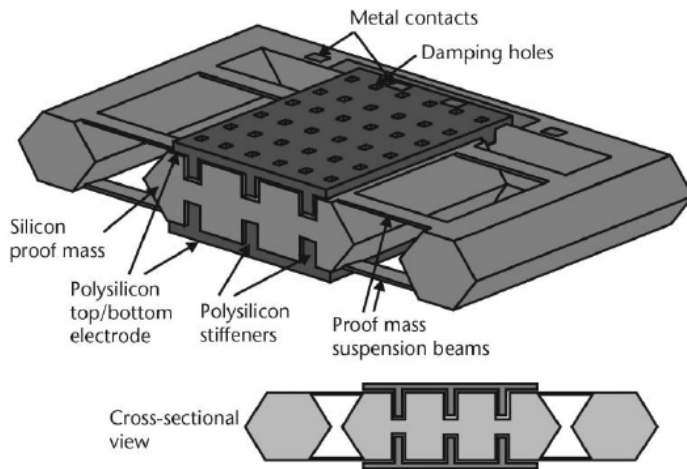


Fig. 1.19. Vista assonometrica e sezione trasversale di un tipico accelerometro MEMS ad alte prestazioni, che sfrutta elettrodi in polisilicone.

## 1.8. Servoaccelerometri

In figura 1.20 è rappresentato lo schema di funzionamento di un servoaccelerometro. Sospesa alla cassa del trasduttore mediante molle, la massa sismica è animata da un moto smorzato per mezzo di un fluido viscoso. Il funzionamento è basato su di un sistema elettronico che, grazie a una bobina e ad una corrente circolante, mantiene fissa la massa sismica rispetto alla scatola collegata al corpo di cui si vuole misurare la vibrazione. La corrente necessaria a tener ferma la massa è proporzionale all'accelerazione dello strumento.

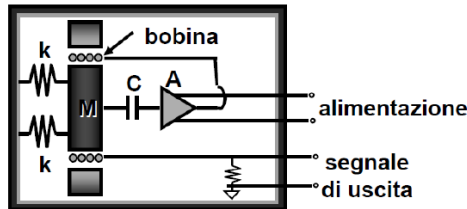


Fig. 1.20. Schema costruttivo di un servoaccelerometro.

La frequenza propria di questi trasduttori è solitamente inferiore ai 400 Hz e, pertanto, la loro banda passante è superiormente limitata. In genere pesanti e ingombranti, sono dei sensori che offrono, tuttavia, il vantaggio di misurare con molta precisione segnali a bassa frequenza o accelerazioni statiche, non patendo, dunque, i limiti d'uso tipici degli accelerometri piezoelettrici. Hanno lo svantaggio di essere estremamente delicati quando non alimentati, poiché la massa è in grado di muoversi e le molle di cui sono provvisti hanno bassa rigidità.

## **CAPITOLO II**

### **I MATERIALI COMPOSITI**

### **ELASTOMAGNETICI E LE LORO PROPRIETÀ**

*Decipit frons prima multos*

#### **Generalità**

Nel corso degli ultimi decenni c'è stata una profonda evoluzione nei materiali adoperati come attenuatori di vibrazioni, evoluzione che ha portato all'ideazione anche dei materiali elastomagnetici stratificati di cui ci si è particolarmente occupati in questo lavoro.

Componenti essenziali dei sistemi compositi usati sono i materiali ferromagnetici di cui si daranno, dunque, brevi generalità; sarà presente, inoltre, un resoconto sugli effetti magnetoelastici standard per distinguerli nettamente da quelli elastomagnetici.

#### **2.1. Materiali ferromagnetici**

Tutti i materiali presentano delle correnti microscopiche dovute al moto dei loro elettroni, i quali, oltre a ruotare su delle orbite attorno al nucleo atomico, ruotano anche intorno al proprio asse. Queste correnti microscopiche sono generalmente disordinate e quindi non producono, all'esterno dei materiali, alcun campo magnetico. Tuttavia, esistono dei materiali, detti

*ferromagnetici*, in cui tali correnti non sono del tutto trascurabili, poiché presentano degli elettroni talmente isolati da avere un momento magnetico che non è annullato da un momento uguale e opposto. Ad esempio, se si considerano materiali come il ferro, il nichel e il cobalto, si nota che le correnti microscopiche in essi presenti producono dei campi microscopici che tendono a formare dei domini, detti domini di Weiss, cioè delle regioni molto piccole che si comportano come dei magneti spontanei, ove le correnti microscopiche non sono orientate casualmente, ma producono dei campi magnetici concordi in direzione e verso. Ogni dominio, però, produce un campo magnetico differente e in direzione casuale, di modo che all'esterno del materiale non vi è alcun campo magnetico. Se, tuttavia, questi materiali sono immersi in un campo magnetico esterno d'induzione, i domini, comportandosi come magneti, tendono a orientarsi concordemente alle linee di flusso del campo di induzione esterno (Fig. 2.1).

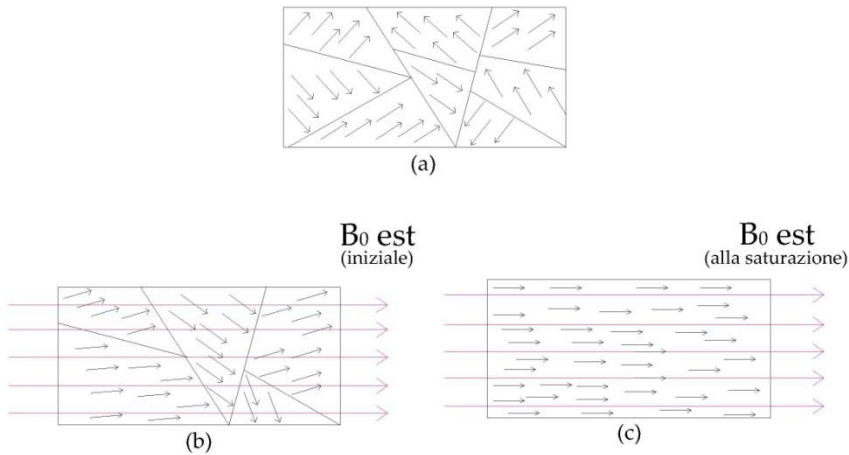


Fig. 2.1. Domini di Weiss.

(a) in assenza di campo magnetico esterno i domini sono dotati di momento magnetico proprio orientato casualmente;

(b) in presenza del campo magnetico esterno applicato  $B_0$ , i momenti magnetici nei domini di Weiss si orientano nella direzione del campo, e progressivamente crescono sin quando il materiale non diventa un unico dominio (c).

Inizialmente, i domini ruotano acquistando una piccola componente secondo l'asse lungo cui è diretto il campo esterno. Di conseguenza, al campo esterno si aggiunge l'azione del campo dovuto all'orientazione dei magneti. Quando i domini sono cresciuti in dimensione e si sono tutti allineati con il campo esterno, si ha la saturazione: i domini in cui era inizialmente diviso il materiale si fondono in un unico macrodominio producente il campo magnetico  $B^*$ , che aumenta di molto il campo magnetico esterno di partenza, secondo un'espressione del tipo:

$$\vec{B}_{tot} = \vec{B}^* + \vec{B}_{0est}$$

## 2.2. Magnetoelasticità

Soventemente, alla rotazione di momenti magnetici nei domini e all'ingrandimento di questi ultimi (così come descritto nel paragrafo precedente), è accompagnata una variazione di dimensioni dell'elemento magnetico preso in esame. In virtù di questa proprietà, nei materiali ferromagnetici si manifestano gli *effetti magnetoelastici diretto e inverso*: sottoponendo i materiali ferromagnetici ad un campo di induzione magnetica, questi si magnetizzano e subiscono una deformazione relativa lineare (in alcuni casi anche dell'ordine di  $10^{-3}$ ) e, viceversa, se i ferromagneti sono soggetti a deformazione in uno stato di magnetizzazione costante, subiscono una variazione dell'induzione magnetica.

Al fine di analizzare l'effetto magnetoelastico diretto (detto magnetostrittivo), si consideri una barretta di materiale ferromagnetico inserita in un solenoide nel qual circoli corrente alternata (Fig. 2.2).

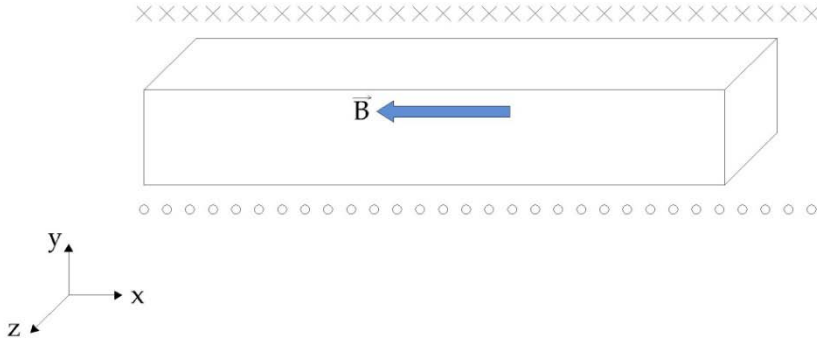


Fig. 2.2. Schema di un elemento in materiale ferromagnetico immerso in un campo di induzione magnetica  $B$ , il campo è prodotto da correnti circolanti nel solenoide coassiale all'elemento stesso.

All'interno del solenoide si genera un campo d'induzione magnetica con componente scalare in direzione  $x$  variabile  $B_x(t) = B_{0x} \sin(\omega t + \phi)$  in cui  $\omega$  è la pulsazione pari a  $2\pi f$ ,  $f$  la frequenza,  $\phi$  la fase iniziale e  $B_{0x}$  l'ampiezza. Tale campo produce una variazione della lunghezza della barretta (Fig. 2.3) ed in generale una deformazione che segue le equazioni:

$$\varepsilon_x = d_{xx} |B_x|, \quad \varepsilon_y = d_{yx} |B_x| \quad (2.1)$$

essendo  $d_{xx}$  e  $d_{yx}$  i coefficienti di accoppiamenti magnetostrittivo che associano al campo  $\mathbf{B}$  le deformazioni  $\varepsilon_x$  (longitudinale) e  $\varepsilon_y$  (trasversale) rispetto alla direzione di applicazione del campo  $\mathbf{B}$  stesso. Se la magnetostrizione è positiva,  $d_{xx} > 0$  e  $d_{yx} < 0$  (viceversa se la magnetostrizione è negativa), ma di norma  $\varepsilon_y \ll \varepsilon_x$  e dunque lo si trascura.

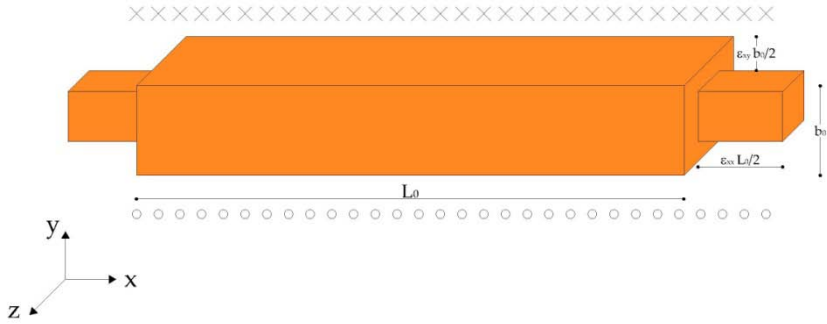


Fig. 2.3. Deformazione subita dall'elemento ferromagnetico a seguito dell'applicazione del campo magnetico  $B$  diretto lungo  $x$ , ipotizzando magnetostriazione positiva ( $d_{xx} > 0$ ).

I valori assoluti nella (2.1) derivano dalla circostanza che, pur variando sinusoidalmente l'induzione magnetica, la deformazione magnetostriativa è indipendente dal verso del campo, variando dunque con una frequenza doppia rispetto a quella del campo stesso.

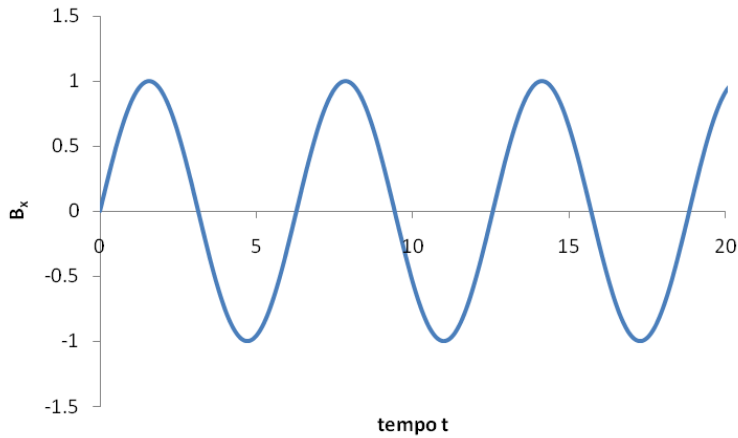
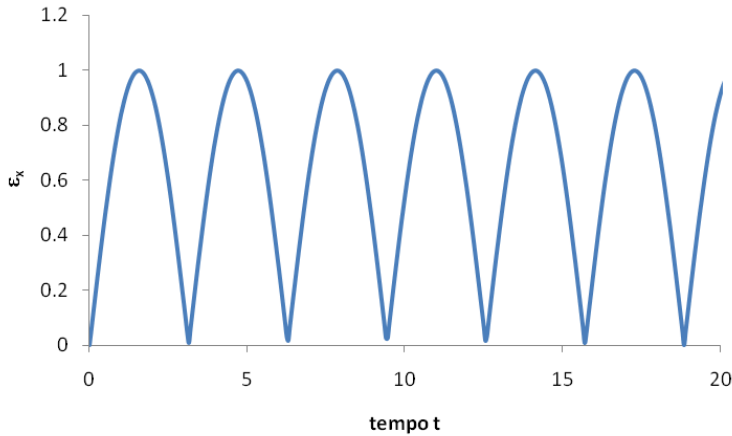


Fig. 2.4. Andamento della funzione  $B_x$ .

Fig. 2.5. Andamento della funzione  $\varepsilon_x$ .

Per ottenere un andamento oscillatorio della deformazione, si deve far passare una corrente costante sì da creare un campo di induzione di fondo  $B'_x > B_{0x}$  che va ad aggiungersi, dunque, al campo prodotto dalla corrente alternata. Si avrà il campo totale:

$$B_x(t) = B_{0x} \sin(\omega t + \phi) + B'_x \quad (2.2)$$

In questo modo anche l'andamento della deformazione sarà alternato; in altre parole, poiché i materiali ferromagnetici con coefficiente di magnetostrizione positivo possono solo allungarsi, per farli lavorare in modo armonico è necessario sottoporli ad un campo d'induzione magnetica costante, producente una certa deformazione costante nel tempo, deformazione nel cui intorno il campo d'induzione variabile produrrà successivi effetti di allungamento e accorciamento.

Si analizzi ora l'effetto inverso, detto anche magnetomeccanico. Si consideri sempre la barretta ferromagnetica inserita nel solenoide attraverso-



sato da corrente costante, in cui si genera il campo magnetico costante  $\mathbf{B}'$  che determina a sua volta una elongazione costante nella barretta. Si applichi poi uno sforzo normale di compressione variabile alla barretta: la deformazione elastica prodotta determina un campo magnetico aggiuntivo. La variazione del campo magnetico prodotta, è esprimibile nel modo seguente:

$$B_x(t) = d_{xx}^{-1} \epsilon_x(t) \quad (2.3)$$

Essendo  $d_{xx}^{-1}$  il coefficiente magnetostrittivo inverso.

Il campo magnetico totale cui è sottoposta la barretta è somma di quello fisso e della variazioni di questo prodotte dalla compressione, secondo la relazione:

$$B_{x \text{ tot}}(t) = B'_{\text{fisso}} + d_{xx}^{-1} \epsilon_x(t) \quad (2.4)$$

Per valutare la deformazione subita dalla barretta è sufficiente misurare la variazione del campo magnetico che si è creata; operativamente, è possibile avvolgere una bobina intorno al ferromagnetico (Fig. 2.5).

Collegando quest'ultimo ad un voltmetro, si può misurare la d.d.p. che si crea ai suoi capi quando il solenoide è attraversato da un flusso di campo magnetico, così, quando si crea il campo magnetico variabile, per la legge di Faraday-Lentz, vi è una forza elettromotrice esprimibile come variazione del flusso di campo magnetico concatenato alla bobina e quindi è misurabile  $B_{x \text{ tot}}(t)$ , grazie a cui si ricava  $\epsilon_x(t)$  dalla (2.4).

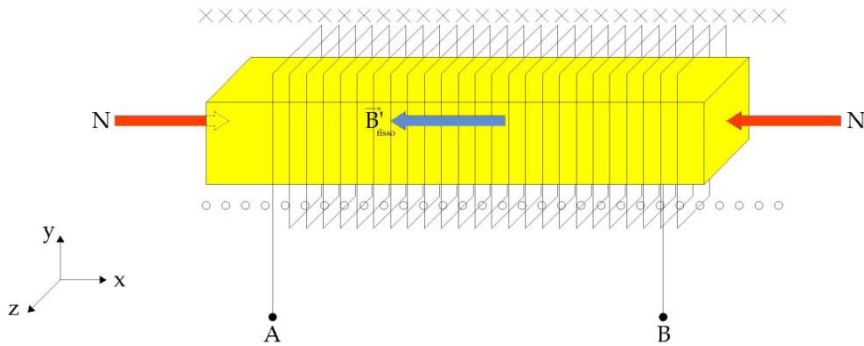


Fig. 2.5. Schema di un elemento di materiale piezomagnetico immerso in un campo di induzione magnetica  $B'$  fisso e sollecitato da uno sforzo normale di compressione variabile. Il campo costante è prodotto da una corrente continua passante, ad esempio, in un altro solenoide coassiale all'elemento. In figura è rappresentata la bobina di rilevazione, di capi A e B, che non è alimentata ma raccoglie la f.e.m. indotta.

Sfruttando, dunque, l'effetto magnetostrittivo inverso, i materiali ferromagnetici possono essere usati come sensori: dalla forza elettromotrice indotta si risale alle deformazioni subite dalla struttura cui sono applicati. Sfruttando l'effetto diretto, invece, essi possono fungere da attuatori: ad esempio, applicando un campo  $B$  variabile, i ferromagneti possono essere impiegati come oscillatori a frequenza variabile.

### 2.3. Elastomagnetismo standard

Negli ultimi anni, presso il Dipartimento di Fisica della Scuola Politecnica e delle Scienze di Base si sono sviluppati nuovi materiali compositi, i cosiddetti "elastomagnetici", costituiti da una matrice elastica contenente parti rigide magnetiche. Detti materiali sono applicabili come nuclei sia di sensori, sia di dispositivi finalizzati all'attenuazione delle vibrazioni. È opportuno rimarcare sin d'ora che nei sistemi compositi elastomagnetici, la magnetoe-

lasticità standard non svolge alcun ruolo essenziale, infatti gli elastomagnetici funzionano come sensori ed attuatori solo per effetto diretto di accoppiamenti tra forze magnetiche e deformazioni elastiche.

Si supponga di applicare a un campione di materiale elastomagnetico (ad esempio un corpo formato da una matrice elastica in cui sono annegate particelle magnetiche uniformemente distribuite) un campo magnetico (Fig. 2.6): si determina una rotazione del momento magnetico  $\mu$  di ogni particella, dovuta al momento meccanico che cerca di allineare i dipoli magnetici con il campo magnetico esterno applicato.

L'entità della rotazione subita dalle particelle magnetiche dipende dalla risposta della matrice elastica del campione; se il coefficiente torsionale elastico  $\kappa$  è circa uguale a 1 Nm, si può produrre una rotazione locale di ciascuna particella magnetica di circa  $10^{-2}$  rad. L'effetto macroscopico di queste rotazioni locali consiste nella deformazione dell'intero materiale con un allungamento (Fig. 2.6b) o un accorciamento (Fig. 2.6c) dello stesso, lungo l'asse di applicazione del campo magnetizzante agente di componente  $B_x$ .

Tale effetto avviene con un meccanismo indipendente dall'intrinseca magnetostirazione e prende il nome di *effetto elastomagnetico diretto*.

Si supponga ora di imporre una elongazione al campione per effetto dello sforzo normale di trazione  $N$  applicato (Fig. 2.7): tale allungamento determina una rotazione di ciascuna particella magnetica e la conseguente rotazione del suo momento magnetico  $\mu$ , essendo questo fortemente accoppiato con la geometria delle particelle. La conseguenza di ciò è la variazione della componente del vettore magnetizzazione  $\mu_{\text{tot}}$  lungo l'asse di elongazione (Fig. 2.7).

Questo fenomeno assume il nome di *effetto elastomagnetico inverso* ed è utilizzato per usare il materiale in esame come cuore per sensori di deformazione,

rilevando con una bobina avvolta attorno al campione stesso, ad esempio, la f.e.m. indotta dalla variazione della magnetizzazione lungo l'asse di elongazione; sarà ovviamente necessario mantenere il sistema a temperatura e campo magnetico esterno costanti.

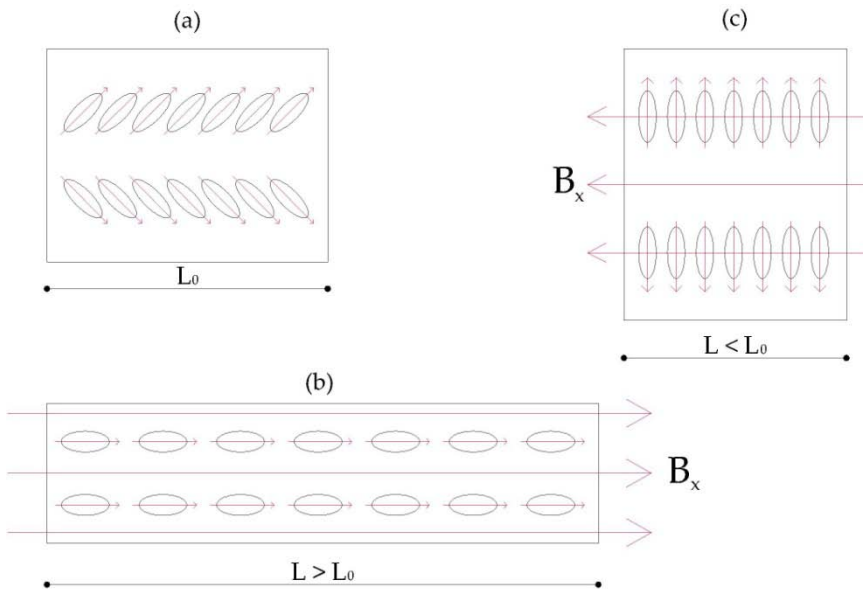


Fig. 2.6. Applicazione del campo magnetico  $B_x$  al corpo di materiale elastomagnetico, nel caso di particelle opportunamente preorientate a spina di pesce, con inclinazione di  $45^\circ$  rispetto all'asse longitudinale  $x$ .

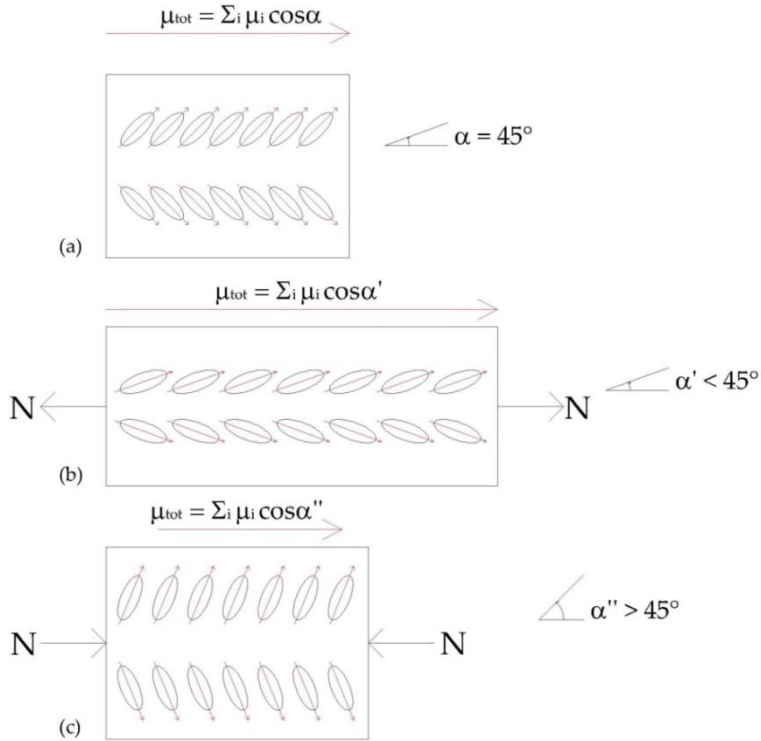


Fig. 2.7. Effetto elastomagnetico inverso.

- (a) elastomagnetico preordinato, in condizioni indisturbate: l'angolo che l'asse di simmetria longitudinale delle particelle individuano con l'orizzontale vale  $\alpha$ ;
- (b) applicazione dello sforzo normale N di trazione: le particelle magnetiche ruotano di un certo angolo  $d\alpha$ , diminuendo l'angolo formato con l'asse di trazione nelle condizioni iniziali indisturbate;
- (c) applicazione dello sforzo normale N di compressione: le particelle magnetiche ruotano di un certo angolo  $d\alpha$ , aumentando l'angolo formato con l'asse di trazione nelle condizioni iniziali indisturbate.

## 2.4. Elastomeri magnetoreologici

Nel corso della nostra attività di ricerca abbiamo realizzato, in laboratorio, un materiale composito innovativo, costituito da microparticelle di ferro

annegate omogeneamente in una matrice siliconica, ad una frazione volumetrica leggermente al disopra della soglia di percolazione; tali microparticelle, tuttavia, a seguito dell'accurata dispersione, risultano separate tra loro da un sottile strato di silicone. Tali compositi (MREs - Magnetorheological Elastomers) mostrano diverse interessanti caratteristiche, dovute all'accoppiamento di proprietà elettriche, magnetiche ed elastiche: piezoresistività, magnetoelasticità e magneto-piezoresistività.

In particolare, una deformazione produce cambiamenti della resistività, che dipende dalla concentrazione delle particelle metalliche disperse e dal loro particolare allineamento. L'applicazione di un campo magnetico durante la produzione degli MREs, agisce proprio su tale orientamento e modifica, conseguentemente, l'interazione magnetica con le particelle più vicine, influenzando il carattere elastomeccanico del materiale composito [1-7].

La magneto-piezoresistività è legata sia alla deformazione elastomagnetica del materiale che all'intrinseca magnetostrizione delle microparticelle disperse; un ruolo chiave è giocato, inoltre, dalla dimensione e distribuzione delle particelle. Recentemente, abbiamo studiato le condizioni in cui appare una piezoresistenza *gigante*, e mostrato come la deformazione prodotta da un campo di induzione magnetica sia capace di produrre un particolare tipo di magnetoresistenza dovuta alla deformazione elastomagnetica (magneto-piezo-resistenza).

Tali proprietà degli MREs possono essere utilmente sfruttate per sviluppare, tra gli altri, sensori di campo magnetico, sensori di pressione e attenuatori delle vibrazioni.

## 2.5. Multistrato elastomagnetici

Una particolare configurazione per i compositi elastomagnetici, di cui al paragrafo precedente, è quella a multistrato tipica degli attenuatori oggetto di questa indagine. Essi sono costituiti da strati alternati piani di materiale elastomerico alternati a lamine metalliche rigide e permanentemente magnetizzate. I dettagli costruttivi verranno in seguito approfonditi (par. 2.5). L'assorbimento di oscillazioni in detti materiali è conseguenza di due azioni preminenti: la pura frizione interna cui si aggiunge l'azione delle forze magnetiche, quando esistenti.

Le prestazioni degli elastomagnetici, a multistrato, vanno paragonate a quelle dei multistrati analoghi in cui i componenti duri sono però non magnetici (si consideri ad esempio il dispositivo attenuatore di cui alla Fig. 1.2, pag. 11). Qualunque multistrato convenzionale, infatti, sfrutterà soltanto meccanismi di frizione interna legati alla stessa natura composita che li caratterizza ed alla presenza di componenti elastomeriche viscoelastiche; la presenza delle azioni magnetiche, invece, determina l'aggiunta di forze e dunque un comportamento globale diverso.

In particolare, l'energia elastica dissipata in modo passivo è dovuta solo alle deformazioni viscosse interne all'elastomero se non vi sono componenti rigidi. In presenza di questi invece vi è anche frizione allo scorrimento tra parti morbide e dure. In Fig. 2.8 è mostrato ad esempio cosa accade in fase di dilatazione.

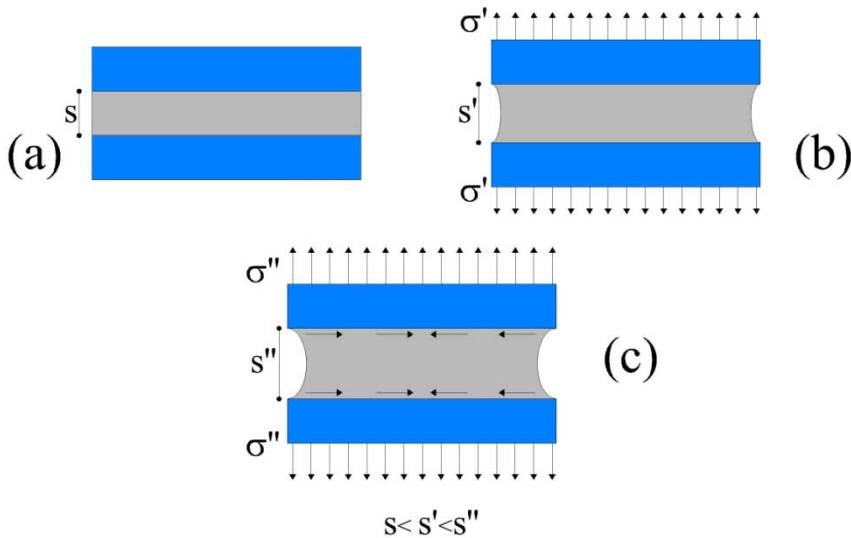


Fig. 2.8. Porzione elementare di smorzatore composito multistrato metallo-gomma.

Nella fase (a) lo smorzatore è indisturbato: non v'è alcuna sollecitazione esterna agente.

In (b) è applicato lo sforzo di trazione  $\sigma'$ : esso determina una prima deformazione dello strato morbido di elastomero (in grigio), che comincia a dilatarsi secondo la direzione di applicazione dello sforzo, contraendosi nelle direzioni ortogonali secondo il proprio modulo di *Poisson*  $\nu = 1/m$ ; l'attrito statico è ancora sufficiente a impedire lo scorrimento all'interfaccia tra le superfici di contatto metallo-gomma.

In (c) lo sforzo è incrementato sino al valore  $\sigma''$ , che innesci lo scorrimento degli strati elastici, con conseguente compimento di lavoro da parte delle forze di attrito cinetiche.

Ovviamente, il comportamento è analogo – ed esattamente simmetrico – nella fase compressiva dell'oscillazione.

Le componenti magnetiche possono essere assemblate nella struttura multistrato con i medesimi poli “faccia a faccia”, così da esercitare forze reciproche sia repulsive che attrattive. Nel successivo § 4.2.3, sarà fornito un semplice modello di previsione degli effetti delle forze d'interazione magnetica, nel caso di magneti paralleli in repulsione, utilizzati per le prove finali (il caso di magneti in attrazione si affronta con la medesima metodologia).



## CAPITOLO III

### APPLICAZIONI IN SENSORISTICA: SENSORI MAGNETO-PIEZORESISTIVI E MICROFILM MAGNETOSTRITTIVI AMORFI

*etiam capillus unus habet umbram suam*

#### **Premessa**

Nel presente capitolo verranno descritti alcuni interessanti casi applicativi di sensori magneto-piezo-resistivi - utilizzati in processi deformativi quasi-statici - che sono stati realizzati e testati nei laboratori del Dipartimento di Fisica della Federico II di Napoli.

Saranno descritte, inoltre, le potenzialità dei microfilm magnetostrittivi amorfi nella sensoristica *contactless*. L'attività di ricerca su questi ultimi materiali è stata condotta presso i laboratori dell'Istituto de Magnetismo Aplicado - Universidad Complutense de Madrid.

#### **3.1. Realizzazione di sensori magneto-piezo-resistivi**

Questo tipo di sensori si basa sulle proprietà di materiali innovativi, costituiti da particelle micrometriche ferromagnetiche, annegate in silicone (elastomeri magnetoreologici, Magneto Rheological Elastomer - MRE). Per la loro produzione ci si è serviti di microparticelle di ferro (diametro della sfera equivalente pari a 7  $\mu\text{m}$ ) uniformemente disperse all'interno di una ma

trice siliconica, miscelando a temperatura ambiente per 30 minuti. Successivamente, si è aggiunto l'agente reticolante, mescolando accuratamente per ulteriori 30 minuti. Dopo 15 minuti di degasamento sottovuoto, il composto viene versato in uno stampo in teflon, dove si solidifica lentamente per circa 24 ore. Il prototipo, parallelepipedico, ha una sezione retta quadrata, di lato 2 mm, ed è lungo 26 mm. Tale processo produttivo assicura la presenza di un film, che ricopre le particelle evitandone il mutuo contatto anche per frazioni volumiche vicine alla soglia di percolazione: ciò determina la natura non-conduttiva dei compositi elastomagnetici. In virtù della scelta del ferro, come elemento metallico disperso nella matrice siliconica, denomineremo, nel seguito, gli MREs come FeMREs.

Già in precedenza [1] si è dimostrato come, in questo tipo di composito, con una percentuale di particelle ferrose intorno al 35%, si verifichi un decremento quasi-lineare del logaritmo della resistenza elettrica ( $\ln R$ ), a seguito di una deformazione relativa longitudinale (piezoresistività).

La caratterizzazione della piezo-resistenza del composito è stata realizzata utilizzando lo schema sperimentale illustrato in figura 3.1. Le estremità dei provini testati (lunghi 26 mm e con sezione retta mm 2 x 2) sono saldamente inserite in morsetti di rame, connessi per mezzo di sottili fili conduttori al misuratore di resistenza (Keithley Model 6847 Picoammeter/Voltage Source). Da un lato, il provino (o, per meglio dire, l'estremità del provino inserita all'interno del morsetto in rame) è incastrato in un supporto non conduttivo di ancoraggio, mentre, dall'altro, è ammorsato in un apparato per deformazioni micromeccaniche – anch'esso elettricamente isolato – con il quale il provino è allungato per successivi incrementi di 1/50 di millimetro. La resistenza dei provini è stata misurata *online*, per differenti valori della deformazione relativa longitudinale.

L'andamento sperimentale del logaritmo della resistenza ( $\ln R$ ), in funzione della deformazione relativa longitudinale  $\varepsilon_{\parallel}$ , ottenuto nelle prove effettuate,

è mostrato in figura 3.2. Dalla lettura di tale diagramma, si nota come, per valori della deformazione relativa longitudinale inferiori a 0.05, si registra un andamento lineare del logaritmo della resistenza; per valori superiori a tale soglia, invece, il decremento di  $\ln R$  è inferiore.

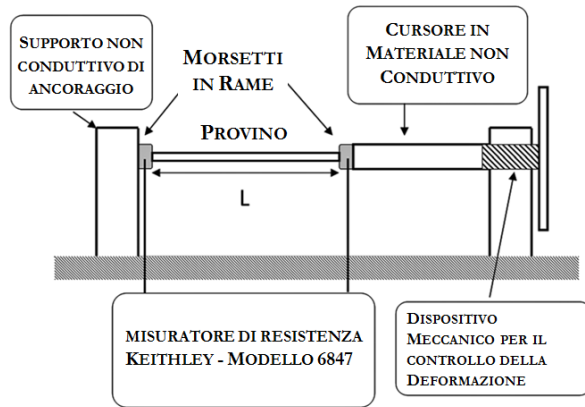


Fig. 3.1. Schema dell'apparato sperimentale utilizzato per caratterizzare la piezoresistenza dei provini.

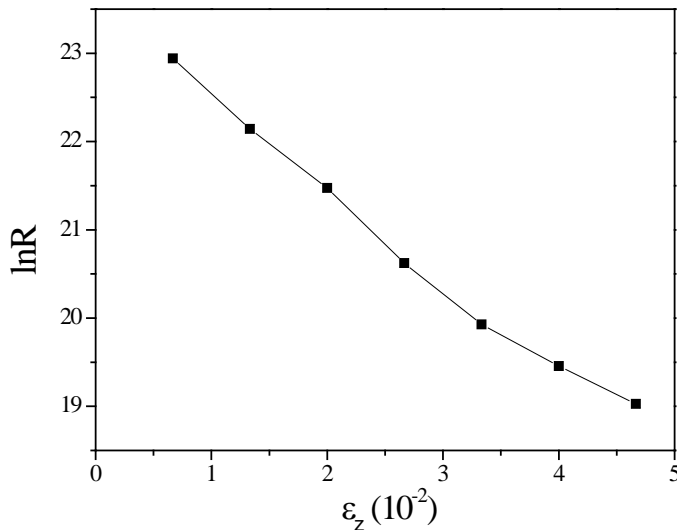


Fig. 3.2. Curva sperimentale del logaritmo della resistenza ( $\ln R$ ) in funzione della deformazione relativa longitudinale ( $\epsilon_z$ ) nei compositi FeMREs. Sono state effettuate prove ripetute, di modo che i valori

riportati sono quelli medi; le barre di errore sono troppo piccole per essere visualizzabili in questa scala.

La deformazione longitudinale, prodotta meccanicamente secondo le modalità appena descritte, può essere generata anche da un gradiente del campo di induzione magnetica  $\partial B_z / \partial z$ , applicato lungo l'asse longitudinale del campione, ottenendo, così, un significativo effetto magneto-piezoresistivo nel composito elastomagnetico.

In questi nuovi esperimenti, l'obiettivo è, pertanto, quello di misurare la variazione della resistenza – con il provino in condizioni di saturazione magnetica – sotto differenti gradienti longitudinali del campo d'induzione magnetica.

I provini sono stati sospesi verticalmente, secondo l'asse  $z$  (fig. 3.3) di due magneti paralleli e coassiali in NdFeB, dei quali uno fisso (M in figura 3.3) e l'altro (non mostrato in figura) che può variare la propria posizione, per mezzo di un cursore meccanico.

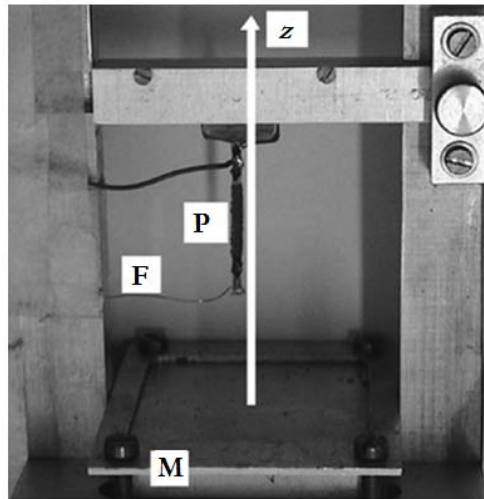


Fig. 3.3. Set-up sperimentale per la misurazione della magneto-piezoresistenza nei provini elastomagnetici. P è il provino; F è il sottile filo conduttore di collegamento con il misuratore di resistenza; M è il magnete permanente fisso, parallelo e coassiale al secondo magnete, mobile, non visibile in figura.

Riducendo la distanza tra i magneti fisso e mobile,  $B_z$  aumenta, mentre  $\partial B_z / \partial z$  diminuisce in valore assoluto, rimanendo costante sull'intera lunghezza del provino.

La deformazione relativa  $\varepsilon_z$ , che si ottiene al variare di  $\partial B_z / \partial z$ , vale:

$$\varepsilon_z = \frac{\Delta l}{L} \equiv \frac{1}{2} (\%_{vol}) M_z \frac{\partial B_z}{\partial z} \frac{L}{E_S} \quad (3.0)$$

ove  $E_S$  è il modulo di Young del materiale composito (circa pari a 0.72 MPa),  $M_z$  la magnetizzazione a saturazione (pari a  $1.7 \cdot 10^6$  A/m),  $L$  la lunghezza del provino prototipo e  $\%_{vol}$  indica, invece, la percentuale in volume del metallo nel composito (pari al 37% nel caso di specie).

In particolare, l'effetto della dimensione media delle particelle ( $D$ ), sulla deformazione locale ( $\varepsilon_g$ ) segue la seguente relazione:

$$\varepsilon_g = \frac{S - S_0}{S_0} = -\frac{1}{2} \frac{D}{\eta_0} \varepsilon_z \quad (3.1)$$

dove  $S_0$  è la minima distanza trasversale interparticellare a deformazione macroscopica nulla,  $S$  è la medesima distanza registrata, però, sotto la deformazione agente  $\varepsilon_z$  e  $\eta_0$  è la distanza interparticellare media a deformazione macroscopica nulla (Fig. 3.4a e 3.4b).

L'equazione (3.1) mostra chiaramente l'importanza delle dimensioni delle particelle: un loro aumento, infatti, fissata una certa  $\varepsilon_z$ , produce una maggiore deformazione locale  $\varepsilon_g$ ; al contempo, se cresce la deformazione locale,

decrese la prossimità interparticellare e dunque si registra un più alto decremento della resistenza elettrica del composito.

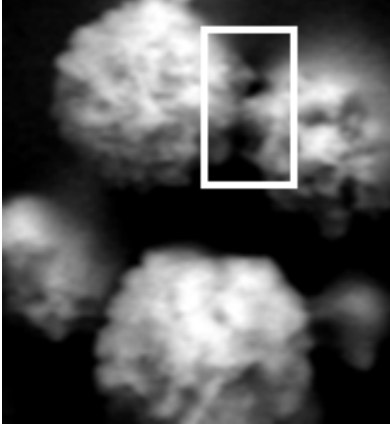


fig. 3.4a. Scansione al microscopio elettronico del composito magneto-piezoresistivo.

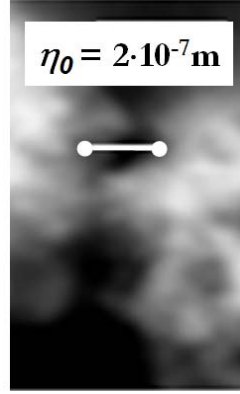


fig. 3.4b. Finestra di dettaglio. Il segmento in bianco mostra la distanza media interparticellare  $\eta_0$  a deformazione macroscopica nulla.  $S_0$ , ossia la minima distanza tra le particelle, che si registra in corrispondenza delle protrusioni delle stesse, non è visibile in tale scala di rappresentazione.

Indicando con  $R$  la resistenza longitudinale del provino, l'effetto magneto-piezoresistivo [1] è analiticamente esprimibile mediante la relazione:

$$\frac{R}{R_0} = (1 + \varepsilon_g) e^{\gamma S_0 \varepsilon_g} \quad (3.2)$$

dove  $R_0$  è la resistenza elettrica in condizioni indeformate, mentre  $\gamma = 10.24 \sqrt{\phi} \cdot 10^9 \text{ m}^{-1}$ , essendo  $\phi$  la *potential barrier* per il metallo usato (pari a circa 0.7eV).

Dalle (3.0)÷(3.2) si ottiene:

$$\frac{R}{R_0} = \left( 1 - \frac{1}{4} (\text{vol}\%) M_z \frac{\partial B_z}{\partial z} \frac{L}{E_s} \frac{D}{\eta_0} \right) e^{-\frac{1}{4} \gamma S_0 (\text{vol}\%) M_z \frac{\partial B_z}{\partial z} \frac{L}{E_s} \frac{D}{\eta_0}} \quad (3.3)$$

L'equazione (3.3) consente di prevedere il comportamento della resistenza elettrica del materiale composito, in funzione del gradiente di campo magnetico applicato.

In figura 3.5 è riportato proprio il confronto tra la curva teorica, tracciata a partire dall'equazione 3.3, e quella relativa ai risultati ottenuti in laboratorio, con l'ausilio dell'apparato sperimentale presentato e secondo quanto descritto in precedenza.

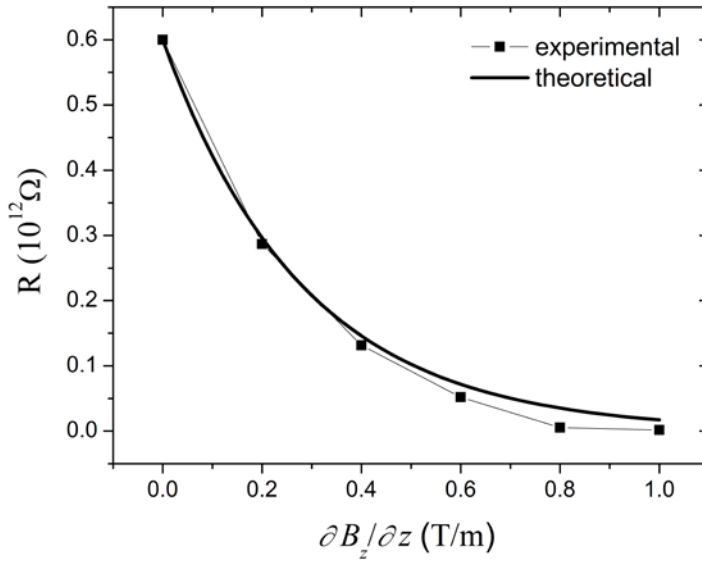


Fig. 3.5. Confronto tra la curva teorica della resistenza ( $R$ ), in accordo con la (3.3), e i risultati ottenuti attraverso le medie dei valori sperimentali in misure ripetute, per valori fissati del gradiente del campo di induzione magnetica applicato, con step di 0.2 T/m.

Dal grafico in fig. 3.5 è possibile osservare una magneto-piezo-resistenza

*colossale* ( $\Delta R / \Delta(\partial B_z / \partial z) \geq 0.5 \cdot 10^{12} \Omega m / T$ ); il buon accordo tra la curva teorica e i dati sperimentali raccolti sono una conferma della bontà del modello che proponiamo, adatto a descrivere il fenomeno fisico dell'accoppiamento tra la deformazione dovuta al gradiente del campo di induzione magnetica, e la conduttività degli MREs.

Le caratteristiche di tale materiale composito, offrono stimolanti incentivi per un suo possibile utilizzo in sensori di posizione *contactless*, o anche in lettori di basse frequenze, applicabili in ambito civile, meccanico ed aeronautico. Un esempio è fornito nel paragrafo seguente.

### **3.2. Applicazione di un elastomero magnetoreologico come sensore di deformazione/posizione**

Una possibile applicazione del materiale piezoresistivo (FeMRE), descritto nel precedente paragrafo, come sensore di posizione o piccoli spostamenti, è illustrata mediante l'esperimento dimostrativo, schematizzato in figura 3.6. Una barretta (P) di FeMRE (lunghezza 60 mm, sezione retta quadrata di lato 2 mm) è posizionata coassiale ad un magnete cilindrico (M) il quale è spostato di 0.05 mm/min attraverso un cursore meccanico; anche in questo caso, la resistenza è contemporaneamente misurata, in tempo reale, attraverso un misuratore di resistenza.

La dipendenza della resistenza elettrica del provino dalla distanza tra il sensore stesso e la superficie del cilindro magnetico, è riportata nel diagramma in figura 3.7. Il dispositivo può essere efficacemente utilizzato per monitorare lo spostamento di un qualsiasi elemento non-magnetico su cui è posto il magnete. Tenendo conto degli errori sperimentali nel *range* investigato, si è registrata una sensibilità media di circa  $25k\Omega/\mu m$  con un errore



inferiore a  $20\text{ }\mu\text{m}$ .

La miniaturizzazione di un dispositivo come questo a dimensioni micro-metriche, con l'uso di nanoparticelle, potrebbe aprire le porte a nuove interessanti applicazioni, come testine di lettura magnetiche innovative e poco costose.

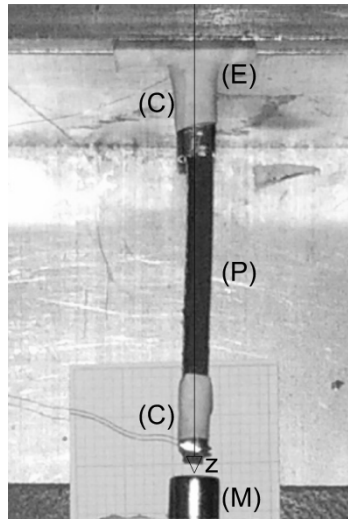


Fig. 3.6. Prototipo di sensore di posizione: M - magnete permanente cilindrico; P - prototipo di Fe-MRE; C - filamento di rame che costituisce il contatto elettrico con il misuratore di resistenza; E - estremità incastrata.

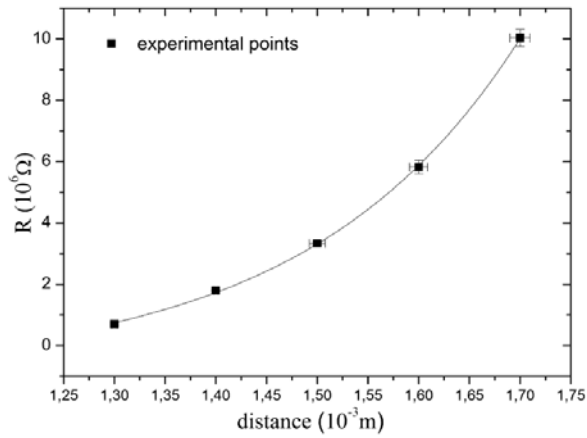


Fig. 3.7. Curva di calibrazione di un sensore di posizione basato su di un FeMRE. In funzione della distanza tra il dispositivo e il cilindro magnetico, sono riportati i valori sperimentali della resistenza ( $R$ ) con i corrispondenti errori. La linea che congiunge i punti costituisce solo una guida.

### 3.3. Microfilmi magnetostrittivi amorfi

Un microfilo magnetico è un filamento continuo, dal diametro totale inferiore a  $100 \mu\text{m}$ , costituito da un nucleo metallico interno, ricoperto da uno strato di PYREX.

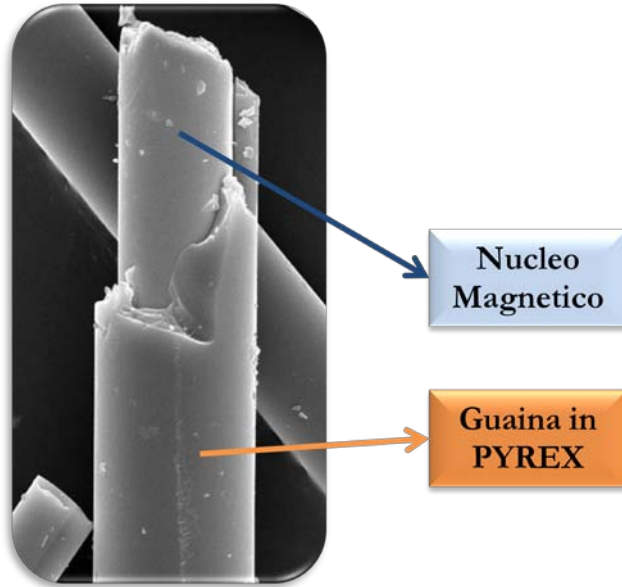


Fig. 3.8. Microfilo magnetico al microscopio elettronico.

Diversi sono i processi di fabbricazione dei microfil; un fattore comune a tutti, però, è il rapido raffreddamento ( $10^6$  K/s) cui sono soggetti durante la produzione, mediante solidificazione dalla fase liquida. Tale fenomeno genera rilevanti tensioni addizionali interne tra la guaina di PYREX ed il nucleo metallico, in virtù della grande differenza, in termini di coefficiente di dilatazione termica, tra i due materiali.

Tipicamente, i microfil amorfi sono composti per l'80 per cento da metalli (Ferro, Nichel, Oro, Manganese, Cobalto, Palladio etc.) e per il restante 20 per cento da metaollodi (Carbonio, Silicio, Boro, Germanio, Fosforo, etc.) e, una volta prodotti, vengono tipicamente avvolti in bobine, con lunghezze di alcuni km.



Fig. 3.9. Microfilo magnetico amorfo nella sua più frequente configurazione commerciale.

I microfilati di cui ci si è serviti nell'attività sperimentale (composizione  $\text{Fe}_{2.25}\text{Co}_{72.75}\text{Si}_{10}\text{B}_{15}$ ) sono stati realizzati con la tecnica di Taylor-Ulitovsky [2]. Al fine di ottenere le opportune caratteristiche magnetiche, la composizione del microfilato è stata ottimizzata per garantire una magnetostrezione negativa che fosse la massima possibile. Questo tipo di microfilati esibisce elevati livelli di permeabilità magnetica [8, 2]; una loro foto al microscopio elettronico è quella in figura 3.10.

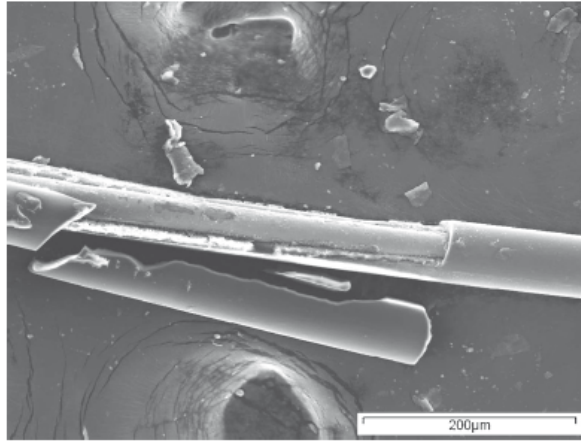


Fig. 3.10. Foto al microscopio elettronico del microfilo utilizzato.

La caratterizzazione alle alte frequenze è stata condotta in una camera anecoica con antenne elicoidali ad una frequenza di 1.29 GHz; lavori precedenti confermano un alto valore della parte immaginaria della permeabilità magnetica  $\mu''$ , che è almeno 100 volte superiore alla corrispondente parte reale  $\mu'$  per microfilati di questa composizione nel range 0.5 - 1.5 GHz.

In prima battuta, sono stati condotti diversi cicli di **isteresi magnetica** del microfilo grazie al set-up sperimentale (Fig. 3.11b). Malgrado l'esistenza di una magnetizzazione spontanea locale, infatti, un blocco di sostanza ferromagnetica si trova, normalmente, smagnetizzato. Ciò è dovuto al fatto che l'interno del blocco ferromagnetico si divide in una serie di *domini magnetici*, ciascuno dei quali con la propria direzione, di modo che la magnetizzazione totale può esser nulla (minima energia magnetostatica del sistema).

Quando si applica un campo esterno, la magnetizzazione macroscopica del blocco di materiale cambia (Fig. 3.11a); quando il campo applicato è sufficientemente elevato, si perviene alla magnetizzazione di saturazione  $M_s$ , che è pari alla magnetizzazione spontanea. Giunti a saturazione, se si riduce il campo applicato, la magnetizzazione macroscopica si riduce, ma non ri-

passa per i punti già percorsi (curva di prima magnetizzazione).

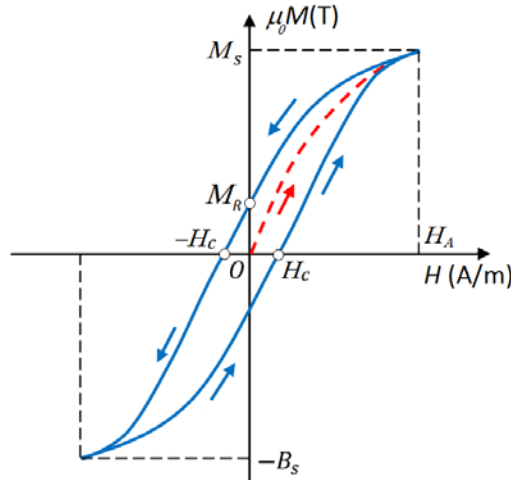


Fig. 3.11a. Tipico ciclo di isteresi magnetica.

Questo comportamento irreversibile va appunto sotto il nome di *isteresi*. Si supponga, ora, di ridurre il campo esterno fino a raggiungere lo zero: la magnetizzazione del provino cala, ma non è pari a zero quando  $H=0$ : l'intercetta sull'asse delle ordinate è proprio la magnetizzazione residua  $M_R$ . Se si continua ad aumentare il campo magnetico esterno in senso contrario, la magnetizzazione del provino continua a decrescere, fino ad annullarsi. Il valore del campo necessario ad annullare la magnetizzazione è il campo coercitivo intrinseco ( $H_c$ ); se si continua ad aumentare negativamente il campo, si raggiunge la saturazione in senso contrario (uguale in valore assoluto alla saturazione raggiunta precedentemente); aumentando, ora, nuovamente  $H$ , si ottiene il ciclo di isteresi del materiale. L'area racchiusa dal ciclo è l'energia dissipata dal materiale, sottoforma di calore, nel processo ciclico di magnetizzazione cui è stato assoggettato.

Per evidenziare gli effetti magnetostrittivi, i cicli di isteresi sono stati ese-

guiti in assenza di sollecitazioni e con applicati due diversi stress di trazione al microfilo, di 106 e 201 MPa rispettivamente. Per assicurarsi di non aver superato il limite elastico del materiale, a trazione rimossa era ripetuto il ciclo, e si comparava con quello antecedente alla trazione.

I risultati sperimentali dei cicli di isteresi sono sintetizzati nel diagramma in figura 3.12.



Figura 3.11b - set-up sperimentale utilizzato per i cicli di isteresi magnetica.

*Circuito Primario:* il campo magnetico si applica mediante un solenoide (4) alimentato da un generatore di funzione (1) ed un amplificatore (2). Il campo prodotto dal solenoide sarà proporzionale all'intensità di corrente che circola nello stesso. Tale intensità di corrente è misurata attraverso la caduta di potenziale che si verifica in una resistenza nota (3), connessa in serie al circuito primario.

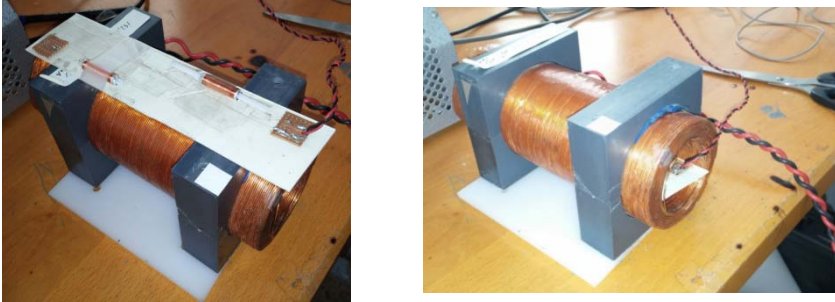


Fig. 3.11c. Particolari del circuito secondario.

*Circuito Secondario:* due piccole bobine sono fissate su una placchetta in materiale plastico; di esse, una conterrà il microfilo, l'altra invece è la bobina *compensatrice*. La placchetta è collocata all'interno del solenoide.

L'induzione magnetica è data dall'espressione seguente:

$$B = \mu_0 (H + M)$$

Il flusso di B nella bobina secondaria sarà dovuto a due contributi:

- magnetizzazione del provino,  $\phi_1 = S_{\text{provino}} \cdot \mu_0 M$
- campo applicato,  $\phi_2 = S_{\text{bobina}} \cdot \mu_0 H$

Al fine di valutare le curve di magnetizzazione del microfilo, siamo interessati al solo contributo di  $\Phi_1$ ; pertanto, per eliminare il contributo dovuto a  $\Phi_2$ , si connette al circuito secondario una seconda bobina, in serie con quella contenente il microfilo e con avvolgimenti in verso opposto. In questa seconda bobina, di compensazione, non sarà introdotto il provino ed è progettata di modo che raccolga un flusso pari proprio a  $\Phi_2$ . Operando in questo modo, il voltaggio indotto nel circuito secondario sarà proporzionale alla magnetizzazione del provino.

L'integrazione temporale del segnale in uscita dal circuito secondario si realizza elettronicamente mediante un integratore (6, figura 3.11b). Diagrammando la caduta di potenziale nella resistenza del circuito primario (proporzionale al campo magnetico applicato) sull'asse delle ascisse, ed il voltaggio in uscita dall'integratore (proporzionale alla magnetizzazione del provino) sull'asse delle ordinate, otteniamo proprio il ciclo di isteresi magnetica del materiale.



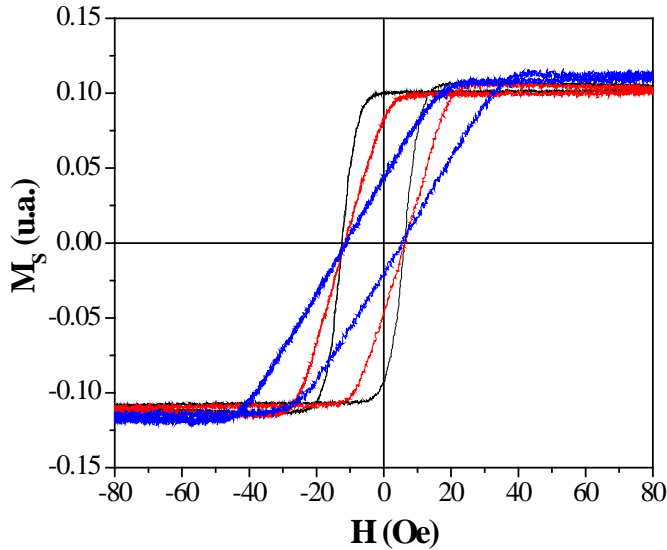


Fig. 3.12. Cicli di isteresi magnetica del microfilo. La curva in nero corrisponde all'assenza di tensione longitudinale; in rosso il ciclo di isteresi condotto con una tensione longitudinale pari a 106 MPa; in blu, infine,  $\sigma = 201$  MPa.

Come si può evincere dal diagramma, la suscettibilità magnetica decresce al crescere della tensione longitudinale applicata. Ciò è coerente con le attese: la magnetostrizione del microfilo è negativa, sicché lo stress applicato produce un incremento dell'anisotropia radiale e dunque una maggiore resistenza alla magnetizzazione da parte del provino. La coercitività, invece, non cambia significativamente con la tensione applicata, e vale circa 17 Oe. Come vedremo nel seguito, questa peculiarità sarà di decisiva importanza nell'uso del microfilo come sensore di deformazione, poiché ha diretta influenza sulla capacità di modulare le microonde.

## Prove sperimentali

Lo schema di lavoro è quello illustrato in figura 3.13.

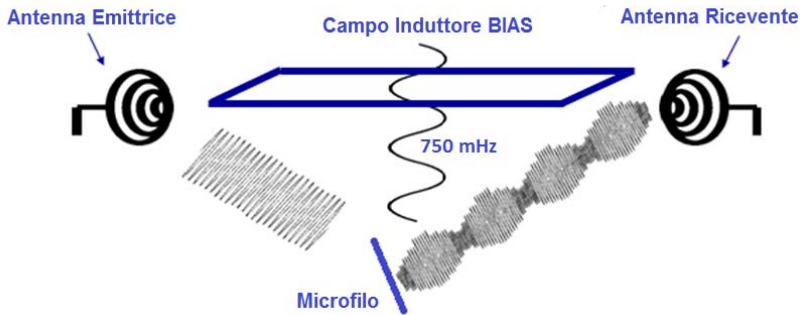


Fig. 3.13. Schema del set-up sperimentale.

un microfilo è disposto al centro dello spazio individuato da due bobine di Helmholtz, parallelamente al campo d'induzione magnetica (nel seguito definito campo *BIAS*) che queste producono. In esse circola corrente alternata, alla frequenza di 750 mHz; contemporaneamente, due antenne elicoidali, con asse ortogonale al microfilo, emettono e ricevono microonde, alla frequenza di 1.29 GHz (cfr. ancora fig. 3.13).

È ben noto come i meccanismi di assorbimento energetico delle microonde da parte del microfilo siano alterati dall'applicazione di un campo magnetico alternato a bassa frequenza: il BIAS, infatti, altera lo stato di magnetizzazione del filo, conseguentemente, l'assorbimento delle microonde. Nelle indagini sperimentali oggetto di studio, sono stati annegati 3 microfilati all'interno di un nastro in silicone (fig. 3.15), della lunghezza di 15 cm, largo 3 cm e con uno spessore di 3 mm, e si è valutato il meccanismo di assorbimento energetico al variare della tensione longitudinale applicata al nastro, al fine di utilizzare i microfilati come sensori di tensione e/o deformazione.

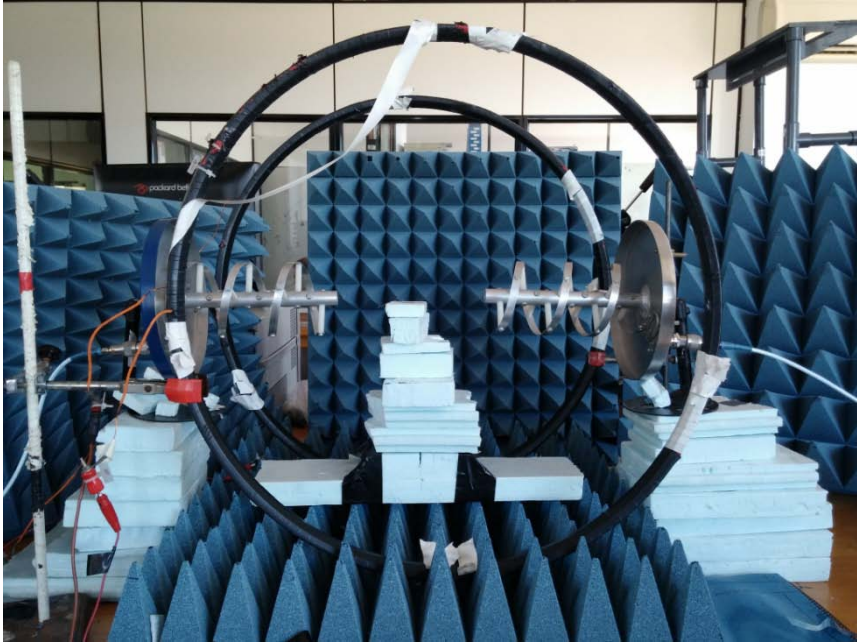


Fig. 3.14. Set-up sperimentale. Disposto al centro dello spazio individuato dalle bobine di Helmholtz, che producono il campo BIAS, il microfilo giace secondo la direzione del campo magnetico, ortogonale cioè alla sezione delle bobine. Le due antenne elicoidali emettono e rilevano le microonde, alla frequenza di 1.29 Ghz. Con un tensionatore meccanico, è fatto variare lo stato tensionale all'interno del filo.



Fig. 3.15. Nastro di silicone contenente 3 microfili.

A tale scopo, ci si è serviti di un analizzatore di microonde (*Agilent PNA Microwave Network Analyzers*, modello E8362B, cfr. figura 3.16), grazie al quale è possibile valutare la modulazione del segnale, percepito dall'antenna ricevente, che si verifica in virtù della presenza del nastro contenente i 3 microfili. I dati, registrati, in prima battuta, nel dominio del tempo, mostra-

no come il segnale emesso dalle antenne sia modulato ad un periodo pari al reciproco della frequenza del BIAS ( $1/f$ ); l'ampiezza della modulazione è stata valutata come la differenza tra il massimo ed il minimo valore, in dBm, in un periodo.

In particolare, è stata valutata la variazione della modulazione del segnale, per diversi valori della tensione longitudinale  $\sigma$  applicata al nastro, da 0 a 2.5 MPa. Ogni volta che era aggiunto un carico, veniva valutata la risposta magnetica dei microfilati e, a stress rimosso, era ripetuta tale valutazione, al fine di comprovare l'effettiva ripetibilità delle prove ed assicurarsi di non aver ecceduto il limite elastico. L'andamento delle modulazioni è riportato in figura 3.17.

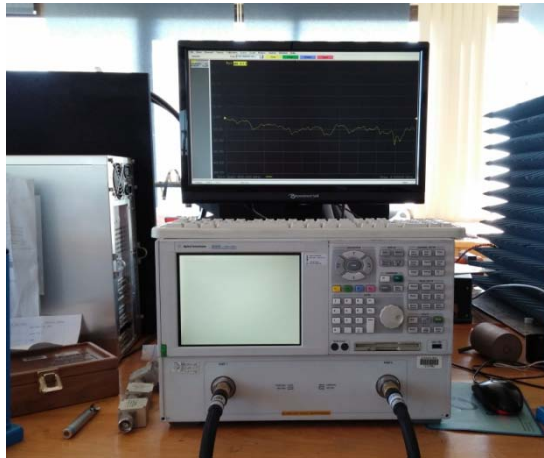


Fig. 3.16. PNA - Programable Network Analyzer, utilizzato nei test con le microonde.

Da tale grafico, si può evincere quanto la *forma* del segnale sia molto sensibile alla tensione longitudinale applicata: l'andamento periodico (che dipende dal campo BIAS, la cui frequenza, si ricorda, è stata fissata pari a 750 mHz per tutte le prove) ha la sua massima ampiezza a tensione nulla (curva in nero) e decresce progressivamente al crescere dello sforzo normale applicato.

Tale comportamento è forse ancor più agevolmente osservabile in figura 3.18, ove sono rappresentate le trasformate di Fourier associate agli andamenti di figura 3.17. I picchi che si osservano sono proporzionali alle ampiezze delle modulazioni: massimo è il picco a tensione zero, minimo quello che si raggiunge a circa 2.5 MPa.

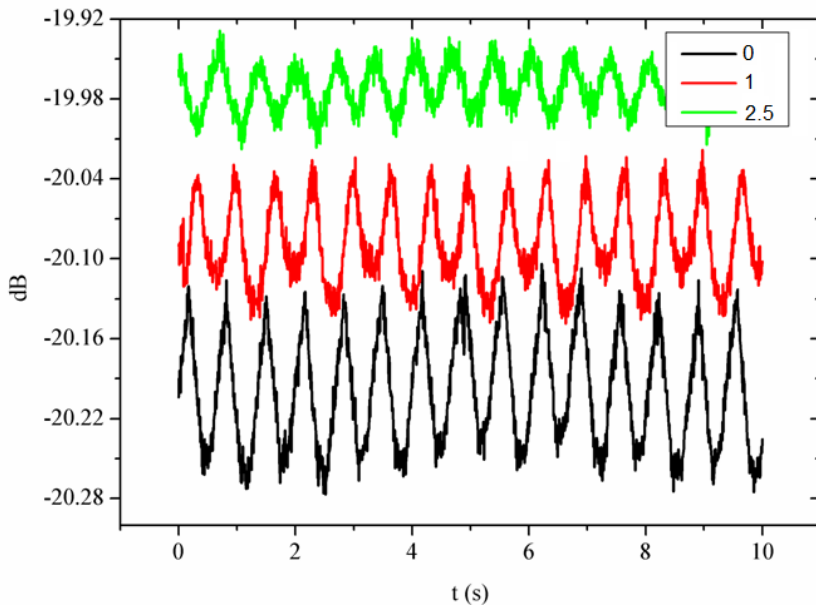


Fig. 3.17. Andamento, nel dominio del tempo, della modulazione delle microonde in funzione dello stress longitudinale applicato al microfilo magnetostrittivo. Per chiarezza grafica, sono stati rappresentati solo le modulazioni che si registrano in corrispondenza di tre tensioni longitudinali.

Dal punto di vista fisico, l'assorbimento di potenza (*power absorption*), decresce al crescere della tensione applicata sul filo. Tale fenomeno dipende dalla magnetostrizione negativa che caratterizza il microfilo: ricordando, infatti, che il campo di anisotropia aumenta al crescere della tensione applicata, si può concludere che tale incremento riduce la capacità del microfilo di modulare le microonde a questa particolare frequenza (quella del BIAS).

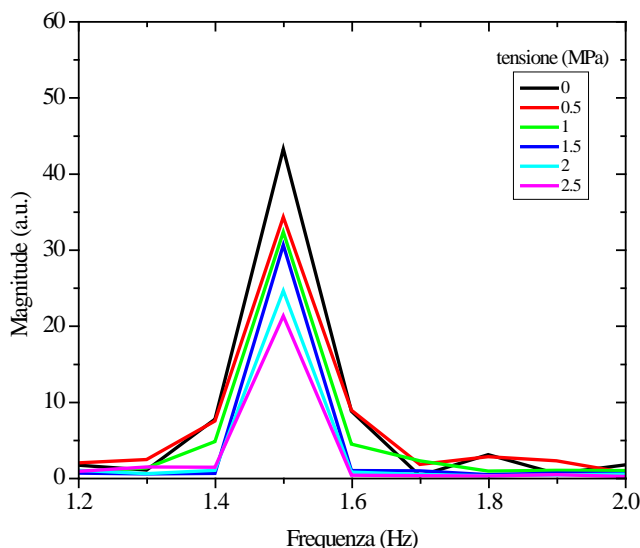


Fig. 3.18. Trasformate di Fourier.

Diagrammando i picchi di cui alla figura 3.18, in funzione delle tensioni longitudinali applicate, si ricava il diagramma riportato in figura 3.19. In tale grafico è stata tracciata anche la retta che meglio si adatta (*best fit*) a descrivere i punti sperimentali raccolti, e che costituisce un'utile, primo modello per dedurre lo stato tensionale agente sul nastro, a partire dalla modulazione delle microonde posta in essere dai microfilari che nel nastro sono immersi. In altri termini, conoscere le caratteristiche della modulazione (l'ampiezza del segnale, nel caso di specie, ma non è l'unica possibile soluzione) consente di dedurre immediatamente lo stato tensionale cui è soggetto il nastro e, dunque, la corrispondente deformazione.

Proprio al fine di conoscere anche lo stato deformativo, sono state condotte, infatti, prove a rottura in regime longitudinale monoassiale su 25 diversi nastri, per ottenere una popolazione sufficientemente rappresentativa.

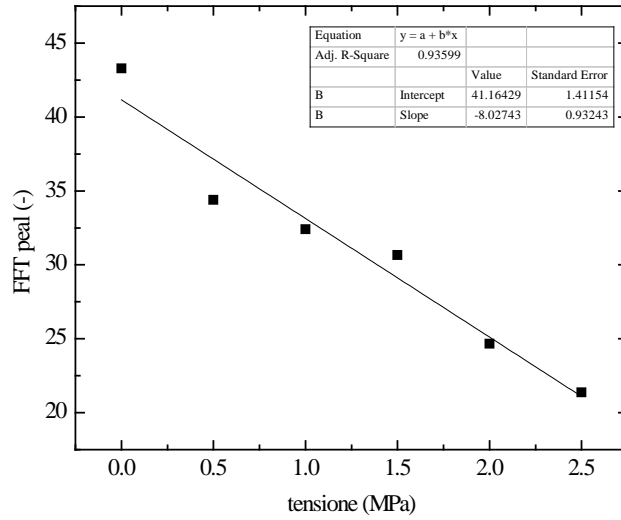


Fig. 3.19. Picchi delle trasformate di Fourier in funzione degli sforzi normali applicati al nastro contenente i 3 microfil.



Fig. 3.20. Prove monoassiali di trazione.

L'andamento medio del legame tensione-deformazione è riportato in figura 3.21.

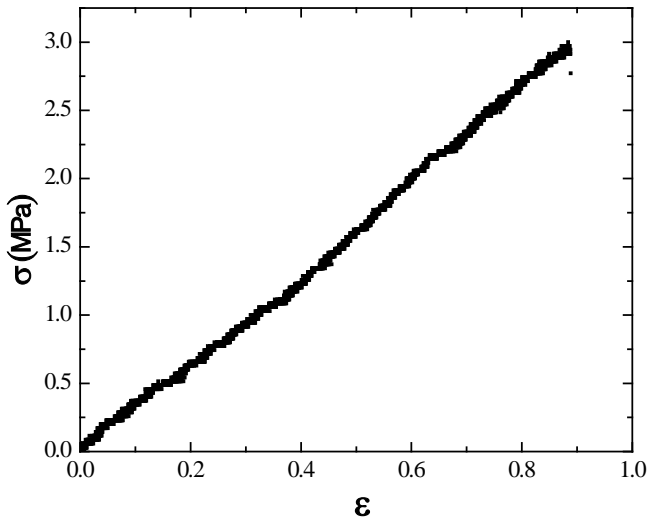


Fig. 3.21. Andamento medio del legame  $\sigma$ - $\epsilon$  del provino.

È immediato, a questo punto, comprendere le ampie potenzialità di sistemi di rilevamento delle tensioni e delle deformazioni basate su microfilì magnetostrittivi amorfi: si possono, infatti, rilevare anche stati tensionali molto tenui, con tutti i vantaggi che derivano dal carattere *wireless* delle misure e dall'utilizzo di campi alternati BIAS a basse frequenze, più economici di molteplici alternative ad alta frequenza

Possibili applicazioni nel campo dell'ingegneria civile potrebbero essere, ad esempio, il monitoraggio delle infrastrutture ferroviarie e stradali (piloni, travi da ponte), dei pannelli murari, delle opere di difesa idraulica del territorio, o anche lo *structural monitoring* di quei manufatti edilizi danneggiati, in attesa di interventi di messa in sicurezza e/o manutenzione.



### Ulteriori indagini sperimentali

L'interazione di un microfilo magnetostrittivo con un campo elettromagnetico non dipende soltanto dalle caratteristiche magnetiche del filo stesso, poiché i materiali amorfi che lo compongono sono anche conduttori elettrici. Per questa ragione, il quadro teorico entro il quale s'inseriscono le esperienze descritte in questo paragrafo, si basano sulla teoria delle antenne.

Un'antenna lineare di lunghezza  $L$  e raggio  $a$ , in cui circola la corrente  $I$ , genera il seguente potenziale vettore (espresso in coordinate cilindriche):

$$A_z = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L}^L \frac{e^{-ikR}}{R} I(z') dz' \quad (3.4)$$

ove

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + \rho^2} \quad (3.5)$$

$z$  è la coordinata ove è generato il potenziale vettore e  $z'$  individua i punti dell'antenna. Le componenti dei campi elettrico e magnetico sono legate al potenziale vettore dalle equazioni di Maxwell:

$$i\omega\epsilon\mu E_z = \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z \quad (3.6)$$

$$i\omega\epsilon E_\rho = \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} \quad (3.7)$$

$$\mu H_\phi = -\frac{\partial A_z}{\partial \rho} \quad (3.8)$$

Quando un'antenna lineare è eccitata da un campo esterno, si stabilisce al

suo interno una corrente elettrica, che genera un potenziale vettore, come mostrato nella (3.4). Usando l'equazione (3.6) la componente secondo  $z$  del campo elettrico generato dall'antenna, vale:

$$E_z^s = \frac{Z_0}{4\pi ik} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \int_{-L}^L \kappa(z - z') I(z') dz' \quad (3.9)$$

dove  $Z_0$  è l'impedenza caratteristica del vuoto, e  $\kappa(z - z') = e^{-ikR} / R$ .

Sulla superficie del filo, per  $\rho = a$ , il campo totale è pari alla somma del campo incidente e di quello emesso:

$$E_s^T = E_z^s + E_z^{inc}$$

Inoltre, la corrente totale che attraversa il filo segue la legge di Ohm,  $J = \sigma E^T$ , ove  $\sigma$  è la conduttività del filo. Ciò premesso, l'equazione (3.9) può essere scritta come funzione del campo incidente:

$$-E_z^{inc} = \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \int_{-L}^L \frac{Z_0}{4i\pi k} \kappa(z - z') dz' - Z_i I(z) \quad (3.10)$$

ove  $Z_i$  è l'impedenza caratteristica per unità di lunghezza del conduttore. Usando il formalismo di Green, l'equazione (3.9) si trasforma nell'equazione integrale di Pocklington per un'antenna-filo tubolare di spessore finito e non perfettamente conduttiva.

L'equazione integrale di Pocklington può essere convertita nell'equazione integrale di Hallen:

$$-E_z^{inc} = \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \int_{-L}^L \left[ \frac{Z_0}{4i\pi k} \kappa(z-z') + \frac{Z_i}{ik} q(z-z') I(z') \right] dz' \quad (3.11)$$

ove  $q(z-z') = e^{-ik|z-z'|}$ .

Al fine di dedurre il valore dell'integrale nell'equazione (3.11), si definisce la funzione:

$$V(z) = 2ic \int_{-L}^L \left[ \frac{Z_0}{4i\pi} \kappa(z-z') + Z_i q(z-z') \right] I(z-z') dz' \quad (3.12)$$

Di tal guisa, è possibile scrivere l'equazione di Hallen:

$$2ckE_z^{inc} = \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) V(z) \quad (3.13)$$

L'equazione (3.13) si risolve attraverso il formalismo dell'equazione di Green:

$$V(z) = C_1 e^{ikz} + C_2 e^{-ikz} + \int_{-L}^L F(z-z') 2ckE_z^{inc} \quad (3.14)$$

Ove i primi due termini corrispondono alla soluzione omogenea dell'equazione (3.13), mentre  $F(z-z') = ie^{-ik|z-z'|} / 2k$  è la funzione di Green.

Calcolando la soluzione particolare dell'integrale, esprimendo il campo incidente in coordinate cilindriche e determinando le costanti  $C_1$  e  $C_2$  grazie alle condizioni al contorno  $I(-L) = I(L) = 0$ , si perviene a:

$$2i \int_{-L}^L \left[ \frac{Z_0}{4\pi} \kappa(z-z') + Z_i q(z-z') \right] I(z') dz' = \frac{2E_0}{k \cos kL} (\cos kl - \cos kz) \quad (3.15)$$

Esperimenti condotti sulla magnetoimpedenza mostrano la modulazione della corrente che, indotta da un campo esterno, attraversa il microfilo. Ciò è agevolmente riscontrabile nell'equazione (3.15), che può essere interpretata come la prima legge di Ohm  $ZI=V$ .

Grazie agli esperimenti condotti, è stato possibile dimostrare come si verifichino degli assorbimenti in risonanza dell'energia delle microonde che dipendono esclusivamente dalle dimensioni del microfilo: ciò si verifica quando, nel secondo membro dell'equazione (3.15),  $\cos(kL)=0$ , il che corrisponde ad assumere

$$f = \frac{(2n+1)c}{2L} \quad (3.16)$$

ove  $c$  è la velocità della luce,  $2$  è un contatore  $(0, 1, 2, \dots)$  ed  $L$  è la lunghezza del microfilo. Per esempio, un microfilo magnetico ricco in cobalto, con una lunghezza di 8 cm, risuona a 1.875 GHz.

Tipicamente, in letteratura, i fenomeni connessi alla magnetoimpedenza dei microfilati magnetostrittivi sono interpretati alla luce del cosiddetto *skin depth*<sup>2</sup>,

$\delta = \sqrt{2/\omega\mu\sigma}$ , ove  $\mu$  è la permeabilità magnetica assoluta del materiale conduttore,  $\sigma$  è la conduttanza e  $\omega = 2\pi\nu$  è la frequenza angolare (o pulsazione) della corrente a frequenza  $\nu$ . Più la frequenza diminuisce, più lo skin depth aumenta, di modo che la sezione efficace del microfilo può essere

---

<sup>2</sup> L'effetto pelle (in inglese skin effect) è la tendenza di una corrente elettrica alternata a distribuirsi dentro un conduttore in modo non uniforme: la sua densità è maggiore sulla superficie ed inferiore all'interno. Questo comporta un aumento della resistenza elettrica del conduttore, particolarmente alle alte frequenze. In altre parole, una parte del conduttore non viene utilizzata: è come se non esistesse. Questo comporta maggiore dissipazione di potenza a parità di corrente applicata o una minore corrente a parità di tensione applicata (legge di Ohm). Il fenomeno fu spiegato per la prima volta da Lord Kelvin, nel 1887.

pari all'intera sezione del microfilo (e la corrente circolante sarà massima) ma, quando la frequenza in gioco soddisfa l'equazione (3.16) e c'è, dunque, risonanza, la corrente sarà massima, indipendentemente dal valore assunto dallo skin depth.

L'impedenza del microfilo presenta due differenti contributi, quello dovuto alla riflessione – che corrisponde al conduttore ideale – e l'altro, dovuto alla conduzione. Solo quest'ultimo dipende dalla permittività magnetica del filo.

Per un conduttore tubolare l'impedenza vale:

$$Z_i = \frac{\gamma J_0(\gamma a)}{2\pi a \sigma J_1(\gamma a)} = \frac{J_0(\gamma a)}{2\pi a \delta \sigma J_1(\gamma a)} \quad (3.17)$$

Ove

$$\gamma = (1-i)\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (3.18)$$

mentre  $J_0$  e  $J_1$  sono le funzioni di *Bessel* del primo tipo.

Al fine di calcolare l'integrale (3.15) ed ottenere, così, la corrente, si è deciso di applicare un metodo risolutivo basato sulla *pulse function*. In tale approccio la corrente  $I(z)$  è definita come:

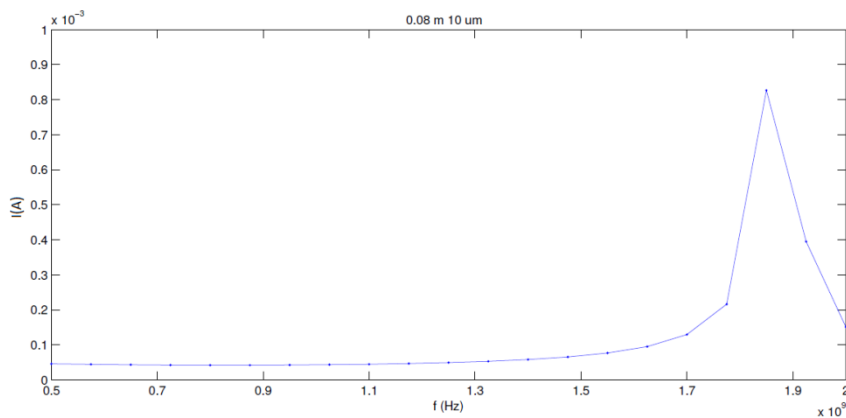
$$I(z) = \sum_{np=1}^N I_{np} P_{np}(z) \quad (3.19)$$

Ove  $P_{np}(z) = 1$  se  $z_{np} - \Delta/2 \leq z \leq z_{np} + \Delta/2$  e  $P_{np}(z) = 0$  in tutti gli altri casi.

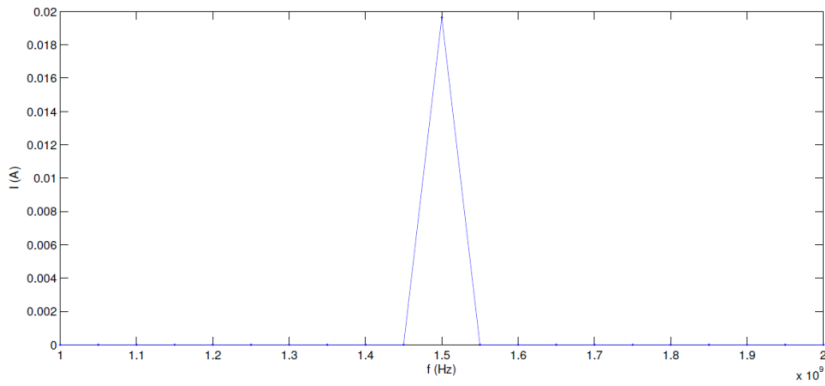
I punti  $z_{np}$  sono i *sample points* calcolati come  $z_{np} = -L + (np - 1/2)\Delta$ , con  $D=2L/N$  che costituisce la larghezza del *pulse*.

Utilizzando l'approccio metodologico appena descritto, è stata calcolata la

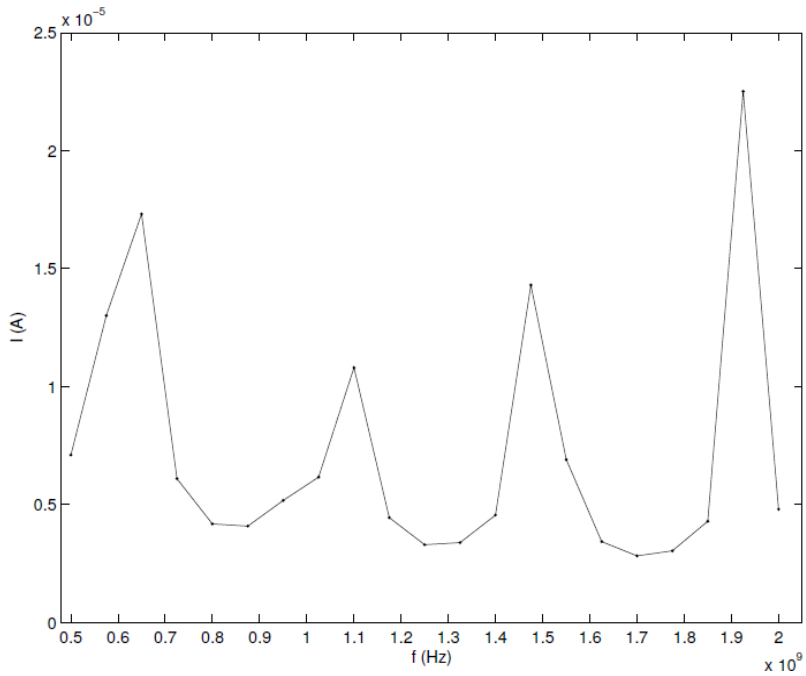
corrente indotta da un'onda elettromagnetica (intensità pari a 1 V/m, frequency ranging tra 500 MHz e 2 GHz) su microfilì magnetostrittivi (diametro di 67  $\mu\text{m}$ ) della lunghezza di 70 cm, 10 cm e 8 cm e, contemporaneamente, è stata estratta l'ampiezza della corrente in funzione della frequenza delle microonde. La simulazione in ambiente *MATLAB* consente di evidenziare, per il microfilo di lunghezza pari a 70 cm (cfr. Fig. 3.18c), frequenze di risonanza pari a 0.64, 1.07, 1.50 e 1.93 GHz, che corrispondono, fisicamente, alla massima corrente circolante.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.22. Simulazione al calcolatore delle intensità di corrente circolanti nei microfilamenti di 8 cm (a), 10 cm (b) e 70 cm (c).

La validazione del modello teorico, è stata effettuata comparando i risultati elaborati al calcolatore con esperienze condotte su microfilamenti magnetostrittivi.

tivi ricchi in cobalto, delle lunghezze elencate in precedenza. A questo scopo, ci si è serviti del medesimo set-up sperimentale descritto nel paragrafo precedente, ma nelle bobine di Helmholtz circola ora corrente continua e non v'è più, pertanto, il campo BIAS alterno visto in precedenza.

I microfilmi sono collocati, al solito, tra le due bobine, il cui massimo campo magnetico generabile è pari a 24 Oe. Preliminare, rispetto alle prove condotte, è stata la caratterizzazione magnetica dei microfilmi, volta a conoscere ciclo isteretico e suscettibilità magnetica<sup>3</sup> (cfr. figura 3.23).

---

<sup>3</sup> La suscettibilità magnetica, rappresentata dal simbolo  $\chi_m$ , è definita come la costante di proporzionalità tra l'intensità del campo magnetico  $\mathbf{H}$  e la conseguente magnetizzazione  $\mathbf{M}$  del materiale:  $\mathbf{M} = \chi_m \mathbf{H}$ . Si tratta di una grandezza caratteristica del materiale in esame che quantifica il rapporto tra il modulo dei vettori intensità di magnetizzazione, ovvero il momento magnetico per unità di volume, ed il campo magnetico applicato. Se  $\chi_m$  è piccola e positiva, allora il materiale è detto *paramagnetico*: in esso i momenti magnetici si allineano parallelamente al campo esterno. Se la suscettibilità è invece negativa, il materiale è detto *diamagnetico* e in esso i momenti magnetici si dispongono in maniera opposta al campo esterno. Caso a parte è quello fornito da un materiale *ferromagnetico*. In questo caso, infatti, la suscettibilità magnetica è positiva e molto alta. La risposta dei momenti magnetici è dipendente dallo stato del campione e può andare in direzioni differenti da quelle del campo applicato. Per rendere al meglio tale situazione, si scrive la suscettibilità come un tensore, ricavato come derivata della magnetizzazione rispetto al campo esterno:

$$\chi_{ij} = dM_j / dH_i$$

Questa suscettività differenziale descrive i materiali ferromagnetici. L'induzione magnetica  $\mathbf{B}$  è correlata con  $\mathbf{H}$  dalla relazione:

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) = \mu_0(1 + \chi_m)\mathbf{H} = \mu\mathbf{H}$$

dove  $\mu_0$  è la permeabilità magnetica del vuoto nel vuoto, e  $\mu$  è la permeabilità relativa del materiale.



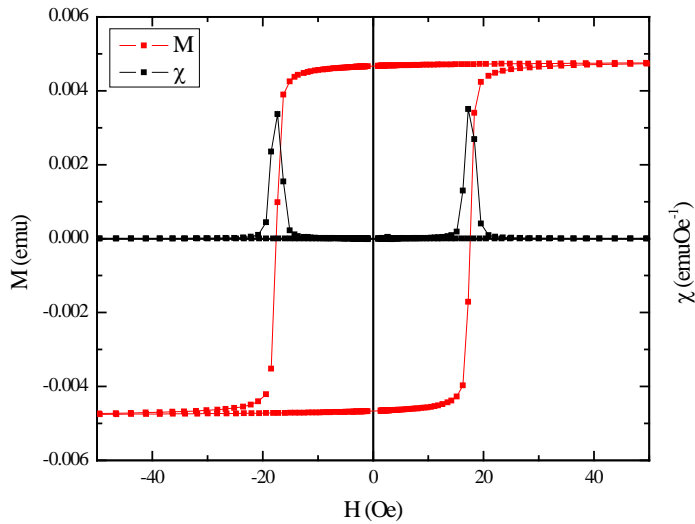


Fig. 3.23. Ciclo di isteresi per i microfilì magnetostrittivi utilizzati (curva in rosso) e relativa suscettibilità magnetica (in nero).

Ci si è serviti di un programma implementato in ambiente LabVIEW®, grazie al quale, per ogni fissata corrente che circola nelle bobine di Helmholtz (e, dunque, per ogni corrispondente intensità  $H$  del campo magnetico che queste generano) sono scansionate 1.601 diverse frequenze e, per ciascuna di esse, è registrato il parametro di *scattering*  $S_{21}$ , che rappresenta il rapporto tra quanto viene emesso da un'antenna e ricevuto dall'altra. Sono state esplorate 100 diverse intensità del campo magnetico generato dalla corrente circolante delle bobine, di modo che sono raccolti, in ogni ciclo di misure,  $100 \times 1.601 = 160.100$  dati sperimentali. L'elevata definizione raggiunta consente di tracciare delle accurate *experimental maps*, ossia dei diagrammi in cui è possibile conoscere il diverso valore assunto dal parametro  $S_{21}$ , in funzione della frequenza e dell'intensità del campo magnetico.

Invero, i diagrammi sono stati costruiti in modo da rappresentare non già

il valore assoluto di  $S_{21}$ , così come restituito dal PNA: ciascun punto, avente per coordinate un certo valore del campo (Oe) e della frequenza (GHz), ha una colorazione la cui intensità rappresenta il rapporto tra il suo parametro  $S_{21}$  e l'omologo alla stessa frequenza ma al massimo valore del campo (24 Oersted). Tale operazione di normalizzazione si è resa necessaria poiché la risposta del sistema varia al variare della frequenza, ed era dunque di fondamentale importanza *depurare* i dati da tutte quelle variazioni non dovute al mutare del campo magnetico.

In figura 3.26 è riportata una di queste *mappe*. È agevole riscontrare la presenza di 3 "nodi", i cui centri corrispondono proprio alle frequenze di 0.6, 1.1 e 1.5 GHz, ossia alle risonanze del filo (che, nel caso di specie, misura 70 cm).

Al fine di comprendere appieno il significato delle mappe cromatiche, può, tuttavia, essere utile studiare preliminarmente alcuni grafici relativi a delle importanti informazioni *estratte*, per così dire, dalla mappa stessa, fissando alcune frequenze significative e rappresentando, dunque, il parametro di scattering  $S_{21}$  (sempre normalizzato rispetto al massimo valore del campo) in funzione del campo. In questo senso, si riportano nel seguito i 3 grafici in figura 3.24a, 3.24b e 3.24c che *fotografano* la trasmissione delle microonde rispettivamente alle frequenze di 0.6, 1.5 e 1.6 GHz. Come si può notare, a campo zero si verificano dei punti di minimo molto marcati: sono le frequenze di risonanza del microfilo, in corrispondenza delle quali la corrente che in esso circola è massima e tale è anche la dissipazione energetica delle microonde che col microfilo interagiscono, di modo che minima sarà l'aliquota che giunge all'antenna 1 (vale la pena ricordare che con il simbolismo  $S_{21}$  si definisce il rapporto tra quanto emesso dalla antenna 2 e ricevuto dalla antenna 1). Nella mappa cromatica tali punti di minimo assumono una colorazione tendente al blu.

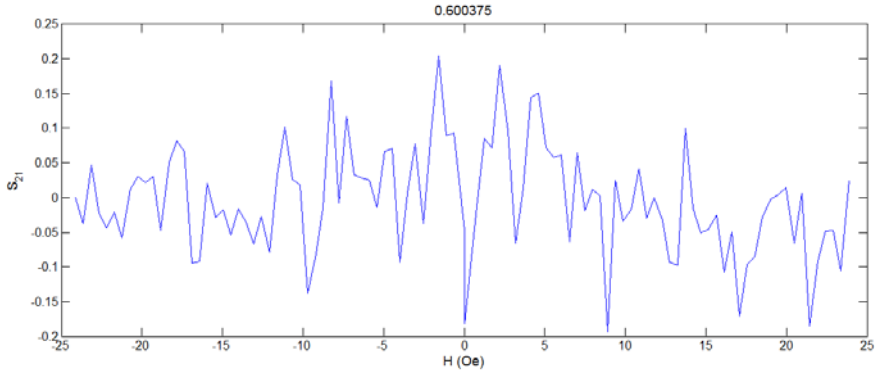


Fig. 3.24a. Trasmissione delle microonde alla frequenza di 0.6 GHz.

Parallelamente, e di converso, quando la colorazione in mappa è tendente al rosso, significa che all'antenna riceptrice pervengono le massime aliquote energetiche possibili delle microonde emesse dall'altra antenna: nel microfilo è massima la resistività e minima la corrente circolante. Ciò comporta dei picchi, a campo zero, nei diagrammi (cfr. Fig. 3.25) relativi a queste fasce di massima resistività.

A questo punto, risulta di immediata comprensione l'utilità delle mappe: esse consentono di avere un'efficace visione globale del comportamento del microfilo, al simultaneo variare della frequenza e del campo magnetico, sì da poter agevolmente conoscere quali siano le opportune coppie di valori (campo, frequenza) alle quali si desidera lavorare, a seconda delle proprie esigenze.

Interessati all'utilizzo dei microfili come sensori di deformazione e/o tensione, anche in questo caso si è proceduti, nelle sperimentazioni, a mettere in tensione il microfilo con sforzi normali crescenti (cfr. tabella 3.1), per valutare le variazioni nella risposta che questo esibisce nei riguardi della trasmissione delle microonde.

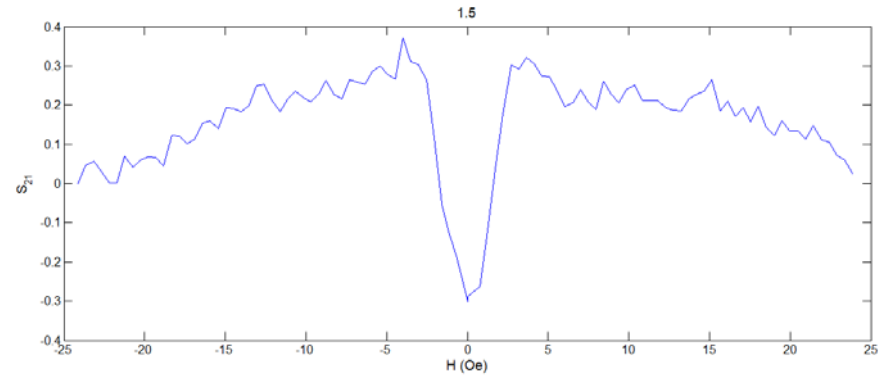


Fig. 3.24b. Trasmissione delle microonde alla frequenza di 1.5 GHz.

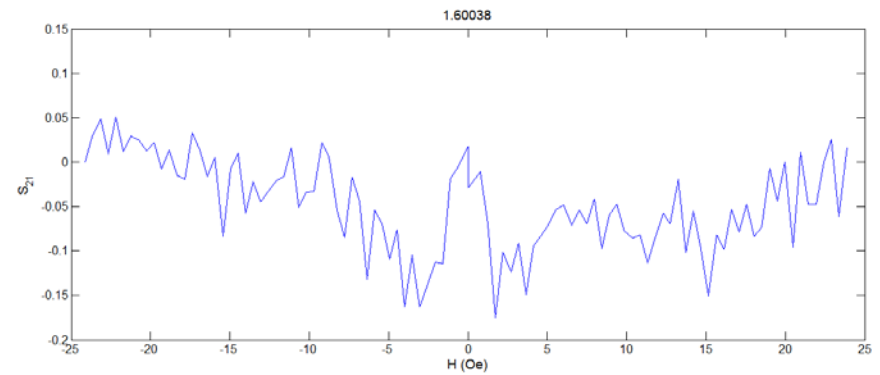


Fig. 3.24c. Trasmissione delle microonde alla frequenza di 1.6 GHz.

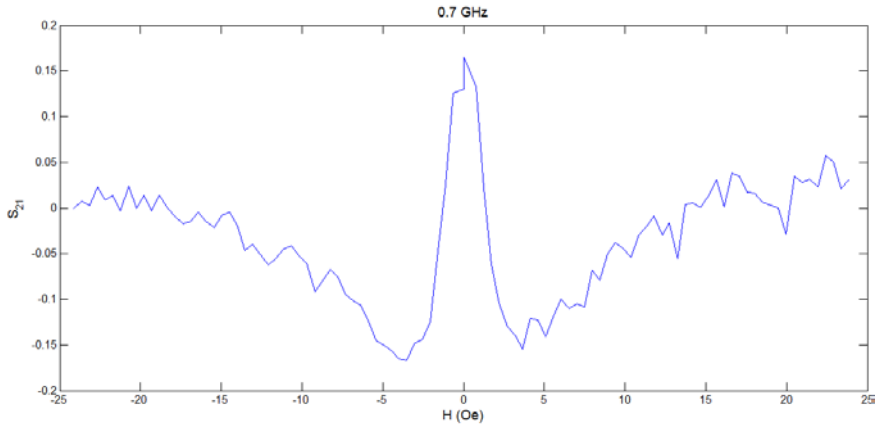


Fig. 3.25. Trasmissione delle microonde alla frequenza di 700 MHz.

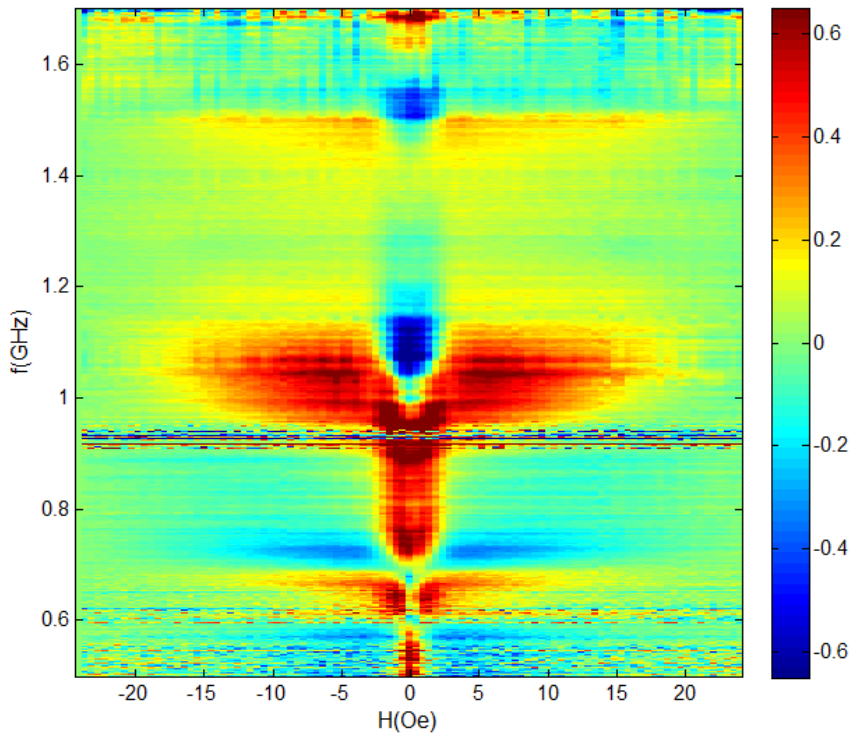


Fig. 3.26. Scansione in campo e frequenza per il microfilo della lunghezza di 70 cm. Non è applicato alcuno stress longitudinale.

Confrontando le color maps relative ai diversi stati tensionali applicati al microfilo, può agevolmente dedursi un progressivo *spanciamento* del diagramma: la verticale dei massimi e dei minimi, in corrispondenza del campo nullo, aumenta progressivamente la propria larghezza al crescere della tensione applicata. In altri termini, i massimi ed i minimi a campo zero si allargano, divenendo via via meno puntuali. Tale comportamento è essenzialmente dovuto alla variazione dell'anisotropia radiale del microfilo a magnetostrizione negativa (cfr. paragrafo precedente) che lo stress longitudinale comporta.

$\sigma$ (MPa)
28.4
56.8
85.1
113.5
141.9
170.3
198.6
227.0
255.4
283.8

Tabella 3.1. Sforzi normali applicati al microfilo, della lunghezza di 70 cm.

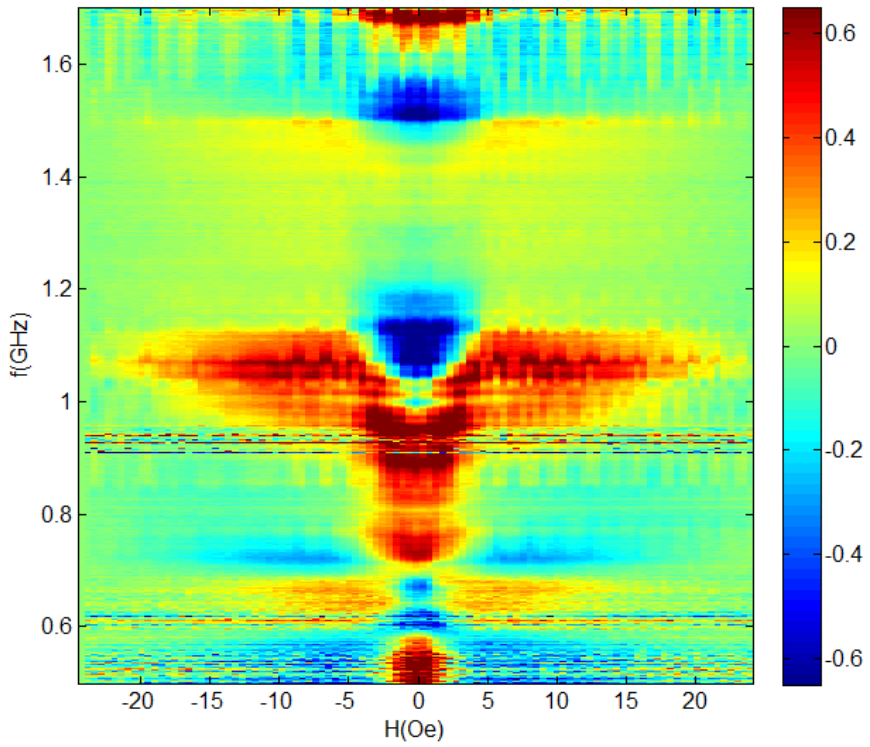


Fig. 3.27. Scansione in campo e frequenza per il microfilo della lunghezza di 70 cm, sottoposto ad uno sforzo normale pari a 142 MPa.

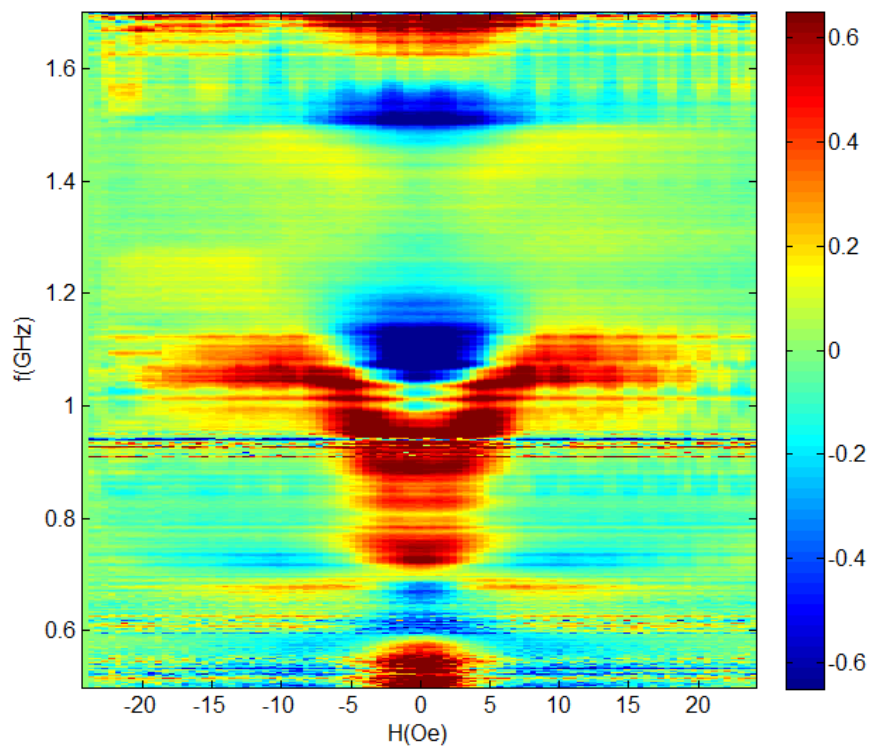


Fig. 3.28. Scansione in campo e frequenza per il microfilo della lunghezza di 70 cm, sottoposto ad uno sforzo normale pari a 284 MPa.



## CAPITOLO IV

### ATTENUATORI ELASTOMAGNETICI

*veritas temporis filia*

#### **Premessa**

In questo capitolo saranno descritti gli attenuatori elastomagnetici, realizzati ed applicati per questo lavoro di tesi. Costituiti dall'accoppiamento tra elementi rigidi magnetici e parti in silicone, tali innovativi dispositivi si sono rivelati particolarmente utili nell'abbattimento delle vibrazioni.

#### **4.1. Stato dell'arte**

Da diversi anni gli attenuatori elastomagnetici sono oggetto di studio da parte del gruppo di ricerca coordinato dal prof. Lanotte. Come descritto nel secondo capitolo di questa tesi di dottorato, tali dispositivi coniugano i benefici derivanti dalle frizioni interne tra le parti rigide e quelle morbide, unitamente alla decisiva azione auto-attiva che deriva dalle forze magnetiche in gioco.

In precedenza, si è lavorato su diversi sistemi meccanici, in scale differenti, tutti realizzati nell'intento di studiare l'abbattimento delle vibrazioni che, prodotte in un determinato punto della struttura, si propagano al suo interno. I magneti permanenti di cui ci si è serviti sono in Neodimio-Ferro-Boro ( $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ ), una lega fortemente magnetica, caratterizzata da un colore

bianco-argenteo. Facilmente lesionabili, fragili, tali magneti sono tipicamente classificati secondo il proprio *grado*: è un codice che inizia sempre con la lettera N ed è seguito da due cifre (es. N27, N30, N33, etc...). A cifre più alte corrispondono maggiori campi magnetici prodotti nelle vicinanze dei poli.

Parallelamente ai magneti in NdFeB, sono stati utilizzati anche magneti in ferrite, caratterizzati da prestazioni inferiori, ma largamente più economici:



Fig. 4.1. Magneti in Neodimio-Ferro-Boro.

non contengono, infatti, terre rare. Altra caratteristica significativa, da tenere in debito conto, è la loro maggiore utilizzabilità in ambienti esterni e/o aggressivi.

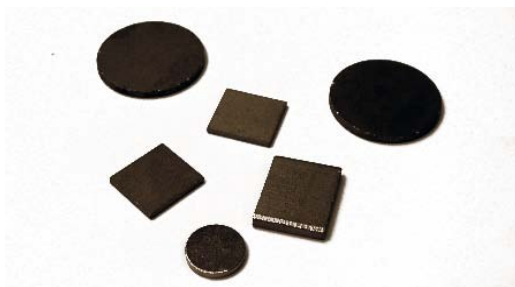


Fig. 4.1. Magneti in ferrite.

#### 4.1.1. Confezionamento di componenti elastomagnetici

L'attenuatore elastomagnetico stratificato si comporta come un tradizionale materiale passivo, attraverso la modalità di Dissipazione Supplementare Passiva (*Supplemental Passive Damping*) perché funge da ammortizzatore; d'altro canto, però, è anche auto-attivo, poiché riesce a variare, in funzione dell'entità della deformazione, la propria rigidezza: tale comportamento è dovuto alla variazione della forza di repulsione magnetica durante ogni vibrazione che si propaga in direzione del campo magnetico.

I dispositivi usati per gli esperimenti di seguito descritti, sono stati realizzati servendosi di magneti permanenti in Nd-Fe-Bo, di base 50 x 50 mm e altezza 10 mm, capaci di generare, nella posizione del magnete contrapposto, alla distanza cui sono stati posti, campi magnetici di qualche decimo di Tesla; tra i due magneti permanenti, inoltre, è posto un disco di ferro dolce (cilindro retto a base circolare, diametro 50 mm a altezza 5 mm), per rafforzare il campo. Le parti magnetiche sono immerse in una matrice siliconica, e la configurazione finale del pacchetto è di prisma retto a base quadrata, dimensioni 55 x 55 mm e altezza 45 mm.

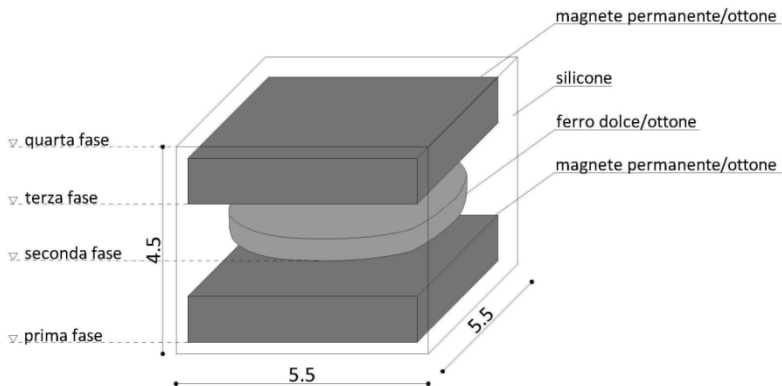


Fig. 4.1. Attenuatori compositi elastomagnetici (dimensioni espresse in cm).

L'involucro in silicone è costituito per l'80% in volume da resina ESSIL 291 e per il restante 20% da un reticolante, il catalizzatore ESSIL 292; dati i volumi coinvolti, si è previsto un tempo di presa e solidificazione di 48 ore.

La colata in fase liquida dei reagenti siliconici è stata realizzata in una teca in teflon a pareti smontabili, ancorate le une alle altre per mezzo di viti, per favorire un agevole disarmo del prototipo.

Operativamente, gli elastomagnetici si realizzano in quattro fasi successive: dapprima bisogna colare lo strato di base, di 2.5 mm di spessore; successivamente, si dispone il primo elemento magnetico permanente e lo si ricopre con un nuovo getto della miscela, per uno spessore di 7.5 mm; consolidato anche questo secondo getto, si procede con la terza fase, che consiste nella disposizione della moneta di ferro dolce, ricoperta a sua volta da un nuovo strato di silicone (sempre di 7.5 mm di spessore); infine, consolidato quest'ultimo strato, si colloca il secondo magnete e si completa il prototipo con lo strato superiore della miscela siliconica, spesso 2.5 mm (Fig. 4.1).

Questi dispositivi sono innovativi e competitivi poiché agli elevati effetti dissipativi interni da attrito, dovuti allo scorrimento tra parti rigide e deformabili, si affiancano campi di forza magnetici - generati dai magneti permanenti - che si modificano automaticamente con oscillazioni parallele all'asse dei magneti, senza il bisogno di energia apportata dall'esterno.

Quest'ultimo meccanismo determina un comportamento marcatamente asimmetrico tra la fase di contrazione e quella di dilatazione che il pacchetto subisce nel processo dinamico e, dunque, una disarmonicità alle frequenze spontanee di vibrazione, che limita il verificarsi del pericoloso fenomeno della risonanza.

Il comportamento di tali attenuatori è stato confrontato con quello di altri elementi assorbenti, nei quali, all'interno della matrice siliconica, le componenti rigide sono sostituite da elementi in ottone (materiale diamagnetico

dalla densità molto vicina a quella del neodimio-ferro-boro di cui è composto il nucleo dei magneti) sagomati in modo del tutto identico. Il confronto è stato delineato anche con prototipi costituiti dalla sola matrice in silicone, privi di qualsiasi elemento rigido al proprio interno.

Scopo di questa analisi, è mettere in evidenza l'azione esclusiva delle forze magnetiche, separando i loro effetti da quelli dovuti alla natura composita del prototipo.

#### 4.1.2. Prima serie di prove sperimentali effettuate

Prove sperimentali su attenuatori elastomagnetici hanno dimostrato le straordinarie capacità intrinseche di questi dispositivi e hanno suggerito di spingere le ricerche in questa direzione.

Una prima campagna di prove è stata condotta con l'utilizzo del set-up sperimentale schematizzato in Fig. 4.2.

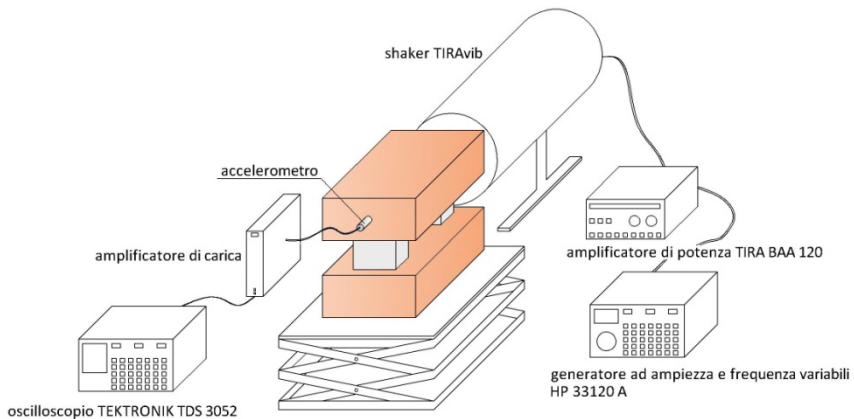


Fig. 4.2. Apparato sperimentale.

Esso consta di due mattoni pieni, di cui il sovrastante rappresenta un corpo sostenuto e quello sottostante, invece, una struttura di base che trasmette (riceve) le oscillazioni al (dal) corpo sovrastante. Tra i due mattoni possono essere posti gli eventuali attenuatori. Il mattone inferiore poggia su una piattaforma metallica sorretta da bracci a soffietto e la cui base è zavorrata a terra.

La sollecitazione vibrazionale è impressa dallo shaker TIRAvib, alimentato dall'amplificatore di potenza TIRA BAA 120 e comandato dal generatore a frequenza e ampiezza variabili HP 33120A, mentre un accelerometro piezoelettrico è collegato all'amplificatore di carica PCB 482A22 e all'oscilloscopio TEKTRONIK TDS 3052, che permette di visualizzare le caratteristiche delle oscillazioni impresse ed una loro esportazione in formato digitale per il calcolatore elettronico.

Lo shaker (Fig. 4.3) è composto da un blocco di ferromagnetico sollecitato a vibrare da un campo oscillante, generato da una grossa bobina avvolta intorno al magnete stesso; esso può essere orientato orizzontalmente e verticalmente, ed essere fissato nella posizione desiderata con l'ausilio di manopole.



Fig. 4.3. Shaker elettrodinamico TIRAvib.

Le specifiche tecniche dello shaker in esame, stabilite dalla casa produt-

trice in accordo con la norma ISO 5344, sono riportate nella tabella 4.1.

<b>Shaker TIRAvib</b>	
Picco di forza	100 N
Range di frequenza	2 Hz – 7 kHz
Corrente massima	5.5 A
Massima accelerazione	51G
Massa effettiva	200 g
Massima velocità sinusoidale	1.5 m/s
Massimo spostamento	15 mm
Massimo peso verticale testato	3 kg
Massimo peso orizzontale testa-	0.5 kg
Peso	30 kg

tab. 4.1 – specifiche tecniche shaker.

Riguardo alle modalità con cui le vibrazioni si propagano, le prove possono essere così raggruppate:

- a) prove a regime vibrazionale continuo longitudinale;
- b) prove a regime vibrazionale continuo sussultorio;

Ciascuna delle prove di cui ai tre punti appena elencati, è stata effettuata sollecitando il laterizio di basamento e registrando gli spostamenti del mattone sovrastante e viceversa (sollecitazione sul mattone sovrastante e rilevazione delle vibrazioni del mattone di basamento), in quattro diverse condizioni di trasduzione delle oscillazioni tra i due corpi del semplice sistema meccanico preso in esame:

- 1) assenza di qualunque attenuatore;
- 2) utilizzo di attenuatori interamente siliconici;
- 3) utilizzo di attenuatori compositi;
- 4) utilizzo di attenuatori compositi magnetici.

#### 4.1.3. Prove a regime vibrazionale longitudinale

Nel primo assetto (Fig. 4.4) lo shaker, disposto parallelamente al piano d'appoggio, sollecita direttamente il mattone di base, cui è reso perfettamente solidale per mezzo del getto a caldo di una colla.

L'accelerometro è solidale al mattone superiore, in modo da misurare oscillazioni parallele alla direzione di sollecitazione: si è studiata, dunque, la trasmissione delle sollecitazioni provenienti dal mattone di base verso l'alto, al variare delle condizioni di trasduzione delle oscillazioni.

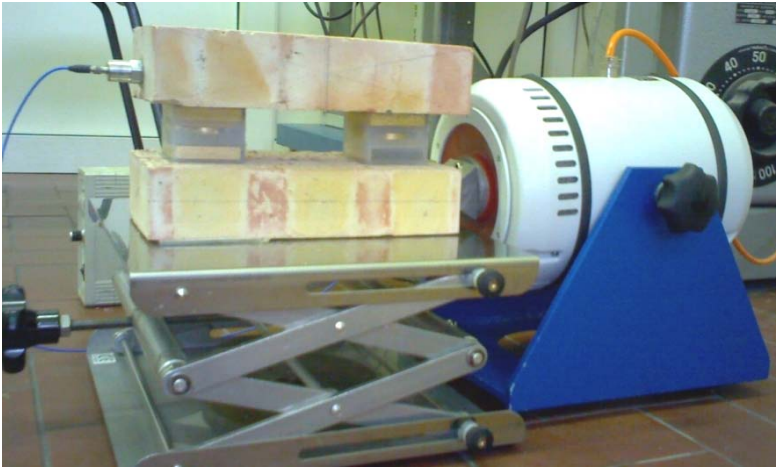


Fig. 4.4. Sollecitazioni longitudinali impresse al mattone di base.

La massima ampiezza di oscillazione è ottenuta in assenza di attenuatori e appaiono particolarmente evidenti i decrementi dei valori del picco massimo di risonanza che si ottengono utilizzando attenuatori siliconici o magnetici, cui corrispondono abbattimenti dell'ampiezza di picco rispettivamente del 31.18% e del 15.59%.



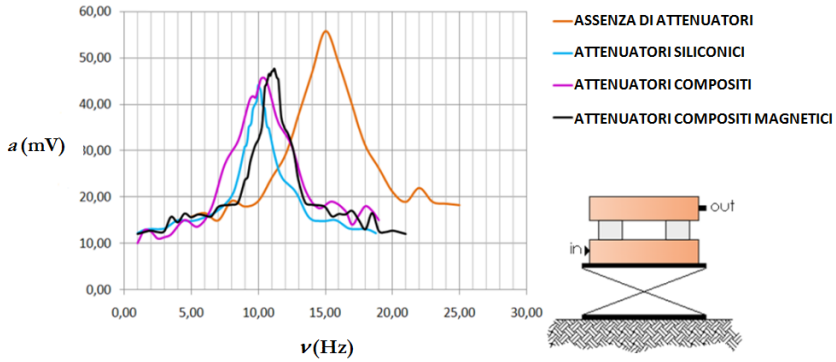


Fig. 4.5. Dipendenza dell'accelerazione ( $a$ ) dalla frequenza eccitante ( $\nu$ ), nel caso di sollecitazioni longitudinali longitudinali impressa al mattone di base.

La presenza di forze magnetiche di richiamo perfettamente simmetriche rispetto agli scorrimenti di taglio, non comporta miglioramenti rilevanti rispetto al caso d'utilizzo di attenuatori che sfruttino le sole frizioni interne per assorbire le vibrazioni nelle condizioni sperimentali di trasmissione delle oscillazioni ondulatorie orizzontali dal basamento al blocco sovrastante. La frequenza di oscillazione spontanea è altrettanto (se non meglio) ridotta da attenuatori interamente siliconici o compositi e vale lo stesso per l'ampiezza di vibrazione.

Nella seconda configurazione (Fig. 4.6) le posizioni dei punti di rilevazione (accelerometro) e di eccitazione (shaker) sono invertite. Le massime ampiezze sono raggiunte in assenza di attenuatori e con gli attenuatori compositi: l'utilizzo degli attenuatori compositi ha soltanto spostato verso frequenze più basse il picco di massima ampiezza, senza ridurlo, portandolo, tra l'altro, verso frequenze più vicine all'intervallo d'azione delle onde sismiche.



Fig. 4.6. Onde longitudinali impresse al mattone superiore.

Con l'utilizzo degli attenuatori compositi magnetici i vantaggi appaiono molto significativi (Fig. 4.7): allo scostamento verso frequenze più alte del picco di massima ampiezza d'oscillazione si accompagna, infatti, un marcato abbattimento del valore dell'ampiezza massima stessa (con un decremento del 26%).

Nel caso, dunque, la struttura sorretta sia soggetta a sollecitazioni di varia natura (vento, motori, etc.), le onde orizzontali trasmesse sono effettivamente attenuate dall'azione delle forze magnetiche di richiamo in misura maggiore che se si utilizzassero attenuatori basati sulle sole frizioni interne.

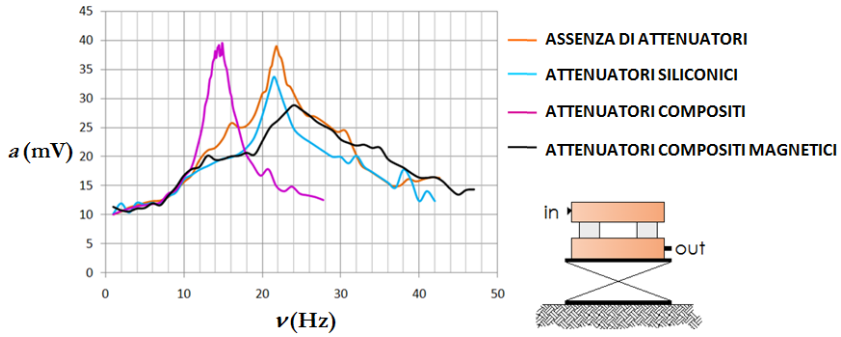


Fig. 4.7. Dipendenza dell'accelerazione ( $a$ ) dalla frequenza eccitante ( $\nu$ ), nel caso di sollecitazioni longitudinali impresse al mattone portato.

#### 4.1.4. Prove in regime vibrazionale sussultorio



Figura 4.8. Regime vibrazionale sussultorio.  
trasmessa al mattone quando è *filtrata* dagli attenuatori.

Lo shaker è disposto verticalmente e sulla sua sommità è saldamente ancorato un piatto ligneo per mezzo di viti (figura 4.8). Sul piatto è collocato un singolo mattone, che può essere appoggiato direttamente ad esso, oppure giacere sugli attenuatori. L'accelerometro è al centro della faccia superiore del mattone sovrastante; essendo la sollecitazione dello shaker trasmessa direttamente al piatto, scopo della prova è valutare l'entità dell'oscillazione

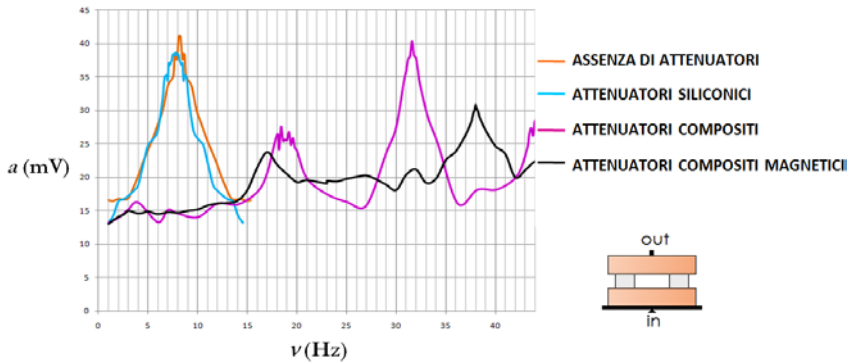


Fig. 4.9. Dipendenza dell'accelerazione ( $a$ ) dalla frequenza eccitante ( $\nu$ ), nel caso di sollecitazioni sussultorie impresse al mattone inferiore.

Risulta evidente la sovrapposizione quasi totale delle curve arancio e azzurro (rappresentative, rispettivamente, dell'assenza di qualsiasi dispositivo d'attenuazione e dell'uso di attenuatori totalmente siliconici) e la profonda diversità dell'andamento delle curve nera e viola. Si osserva uno scostamento notevolissimo del picco di risonanza fondamentale, unitamente ad un robusto abbattimento dell'ampiezza dell'oscillazione in corrispondenza del valore di picco medesimo, con un decremento del 25.3% nel caso di attenuatori magnetici, decremento analogo a quello registrato in condizioni di studio della propagazione, verso il mattone di base, delle onde longitudinali impresse al corpo sovrastante. Si noti, inoltre, come siano introdotti dall'attenuatore composito elastomagnetico più modi vibrazionali, con una corrispondente redistribuzione delle energie ed abbattimento del modo fondamentale: questo effetto appare strettamente legato all'azione asimmetrica introdotta dalla forze di natura magnetica e già previste in principio.

La seconda configurazione del sistema sperimentale per indagare la propagazione delle onde sussultorie (Fig. 4.10), è diversa rispetto ai casi precedenti: lo shaker trasmette le vibrazioni non più per contatto diretto con i mattoni, bensì per mezzo di un filo inestensibile che, saldamente ancorato

alla testa dello shaker, è fatto passare attraverso una carrucola, per collegarsi infine a una molla metallica, resa perfettamente solidale al mattone superiore grazie ad un getto di colla a caldo.

L'accelerometro è solidale al mattone di base: questa configurazione sperimentale, dunque, permette di studiare la trasmissione delle oscillazioni sussultorie dal mattone superiore a quello inferiore.

Il risultato più evidente è la grande distanza tra l'andamento della curva rappresentativa della trasmissione delle oscillazioni in assenza di attenuatori, e le altre tre curve, cui corrispondono, invece, l'utilizzo di attenuatori siliconici, compositi e magnetici. L'utilizzo degli attenuatori dà profondo giovamento al sistema, e l'abbattimento delle oscillazioni è reso ancor più interessante se si sottolinea l'ulteriore aspetto relativo all'ampiezza dell'oscillazione eccitante. Si è detto in principio, infatti, che lo shaker è comandato a mezzo di un generatore ad ampiezza e frequenza variabili; nelle prove precedentemente analizzate si è fissata l'ampiezza dell'oscillazione in uscita pari a 500 mV, e si sono tracciati i diagrammi in cui sono riportate le ampiezze delle oscillazioni in funzione delle frequenze eccitanti.



Fig. 4.10. Onde sussultorie: sollecitazioni impresse al mattone superiore.

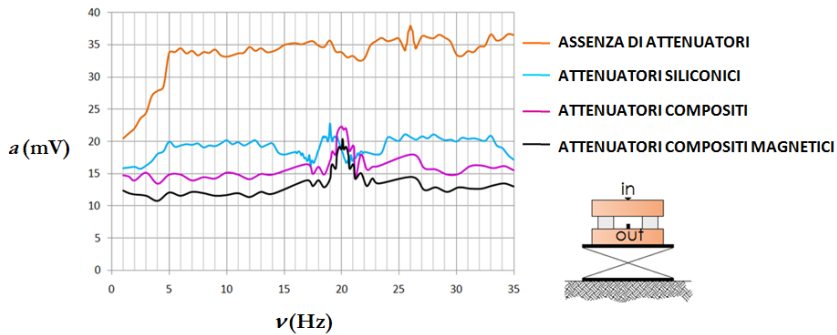


Fig. 4.11. Dipendenza dell'accelerazione ( $a$ ) dalla frequenza eccitante ( $\nu$ ), nel caso di sollecitazioni sinusoidali impresse al mattone superiore.

Nel caso in specie, invece, quando si sono utilizzati gli attenuatori, è stato necessario elevare l'ampiezza dell'eccitazione di output dello shaker a 1500 mV perché si riuscissero a produrre oscillazioni d'ampiezza appena la metà di quelle raggiunte, in assenza di attenuatori, a 500 mV.

## 4.2. Successive indagini sperimentali tese ad evidenziare il ruolo delle azioni magnetiche

Il sistema meccanico studiato (Fig. 4.12) consta di una piattaforma metallica ( $B$ ) sorretta da bracci a soffietto, la cui base è zavorrata. Interposti tra questa piattaforma e una parete fissa ( $C$ ) vi sono due incassi in legno ( $D-D'$ ) atti ad ospitare i dispositivi per l'attenuazione delle vibrazioni, mentre un blocchetto quadrato di legno ( $A$ ) serve per l'applicazione delle sollecitazioni orizzontali impresse dallo shaker TIRAvib ( $E$ ) disposto con il suo asse parallelo alla piattaforma ( $B$ ). Lo shaker è alimentato dall'amplificatore di

potenza TIRA BAA 120 (*F*) e comandato dal generatore a frequenza e ampiezza variabili HP 33120 (*G*). Sulla nicchia (*D'*), solidale al sistema meccanico (*B*) è posto, in modo da rilevare le oscillazioni orizzontali, un accelerometro piezoelettrico (*H*), collegato all'amplificatore di carica PCB 482A22 (*I*) e all'oscilloscopio TEKTRONIK TDS 3052 (*L*), che permette di visualizzare le caratteristiche delle oscillazioni impresse ed una loro esportazione in formato digitale.

Il tutto è stato fatto avendo cura di creare parallelismo tra l'asse orizzontale di sollecitazione e quello di rilevazione delle oscillazioni, oltre a fare in modo che essi giacciono sul piano di simmetria (verticale) del sistema meccanico studiato.



Figura. 4.12 (a). Apparato sperimentale.

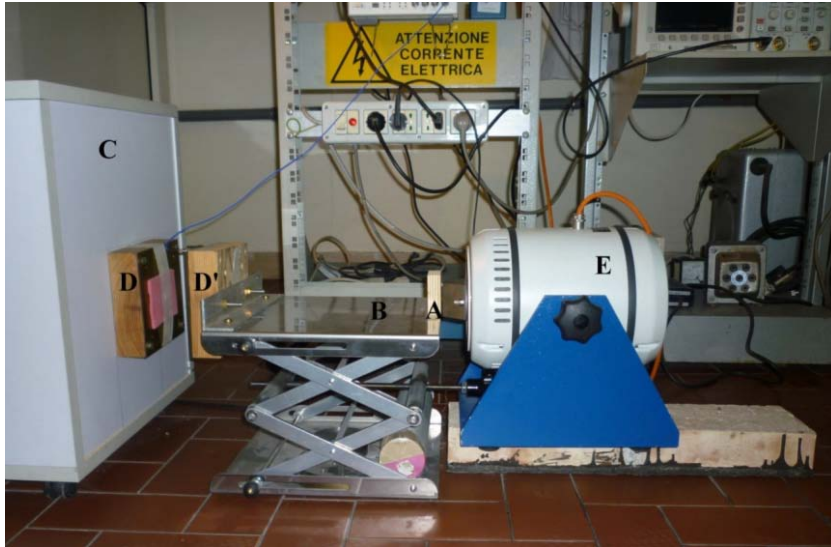


Figura 4.12 (b). Apparato sperimentale, dettaglio.

#### 4.2.1. Prove effettuate e risultati

Le prove effettuate riguardano l'analisi della risposta del sistema meccanico – già descritto nel paragrafo precedente – e schematizzato in figura 4.13, in caso di oscillazioni libere o in presenza di attenuatori.

Immaginando il piano del soffietto come l'orizzontamento di un impalcato, il semplice sistema meccanico investigato simula le oscillazioni di un solaio. La direzione di propagazione delle onde è la stessa lungo la quale sono dirette le eventuali forze magnetiche.

Gli esperimenti sono stati svolti in cinque condizioni differenti:

- a) in assenza di attenuatori;
- b) con attenuatori siliconici;
- c) con attenuatori compositi;
- d) con attenuatori compositi dotati di magneti in repulsione;
- e) con attenuatori costituiti da soli magneti in repulsione.



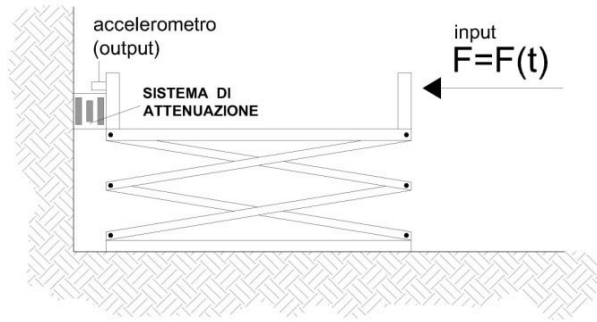


Fig. 4.13. Schema dell'esperimento.

### Assenza di attenuatori (a)

Fissati i parametri (potenza erogata  $V \cdot I = 0.6 \text{ V} \cdot 0.3 \text{ A}$ ) e lavorando con un'ampiezza dell'eccitazione costante (segnale di comando dello shaker fisso a 600 mV) si è fatta variare la frequenza di detta eccitazione forzata da 5 Hz fino a un massimo di 200 Hz.

Si riporta, di seguito, il grafico relativo a questa prima prova (Fig. 4.14; sulle ascisse sono riportate le frequenze dello shaker, sulle ordinate i valori dell'ampiezza dell'accelerazione, come rilevata dall'accelerometro). La linea continua riportata in tale grafico, così come in quelle che saranno mostrate in seguito, rappresenta un'interpolazione dei dati sperimentali, i quali sono stati omessi dalla figura per motivi di chiarezza.

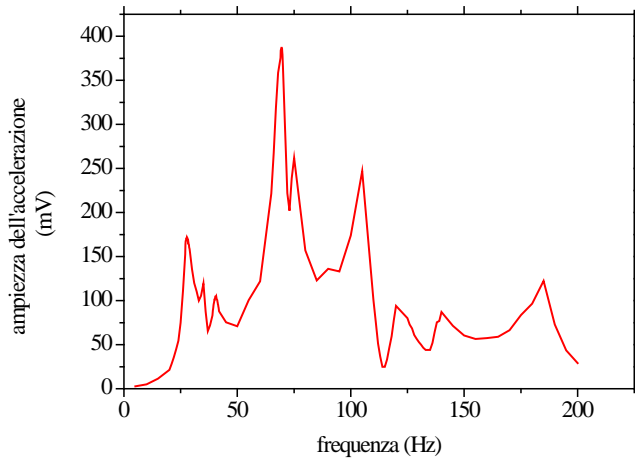


Figura. 4.14. Ampiezza dell'accelerazione, in funzione della frequenza, in assenza di attenuatori.

Si osservano diversi picchi di risonanza, con valori dei massimi principali di ampiezza dell'accelerazione pari a 172 mV a 27.8 Hz, 387 mV a 69.5 Hz, e, infine, 247 mV a 105.0 Hz, corrispondenti alle risonanze dei modi di vibrazione spontanea con l'azione eccitante dello shaker.

### Attenuatori siliconici (b)

Il secondo tipo di esperimento è stato svolto disponendo, tra la parete fissa e il sistema messo in vibrazione, un attenuatore siliconico cubico, di lato 55.3 mm (figura 4.15) e sottoposto ad una lieve precompressione che ne causa una deformazione pari a 1 mm nella direzione orizzontale, che è anche quella della sollecitazione.



Figura 4.15. Attenuatore passivo in puro silicone.

Si è lavorato nelle stesse condizioni di eccitazione del caso in assenza di attenuatori (a).

Si riporta di seguito il grafico (figura 4.16) dell'ampiezza dell'accelerazione, rilevata dall'accelerometro, in funzione della frequenza dell'eccitazione.

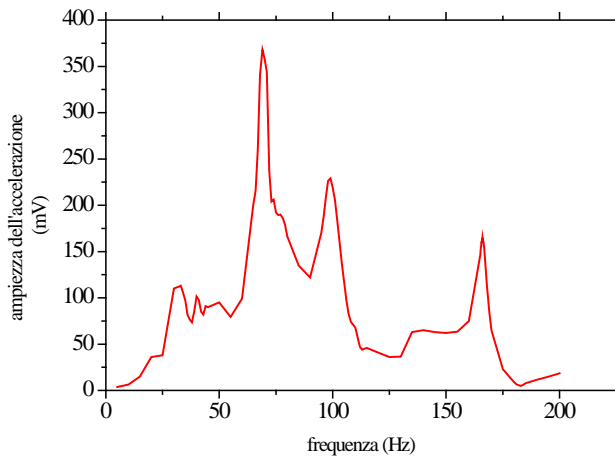


Fig. 4.16. Ampiezza dell'accelerazione, in funzione della frequenza, in presenza di attenuatori silicnici.

I valori dei massimi di picco-picco: 113 mV a 33 Hz, 368 mV a 69 Hz, 229 mV a 99 Hz, 166.5 mV a 165 Hz.

Gli attenuatori siliconici, grazie all'attrito interno, generalmente riescono, sia pur di poco, ad abbassare i valori dell'ampiezza delle oscillazioni, ma non innalzano le frequenze di risonanza, rispetto a quanto rilevato in loro assenza (Fig. 4.17).

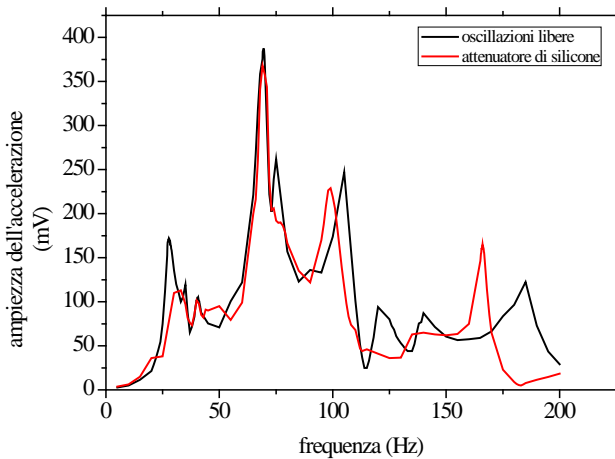


Figura 4.17. Confronto tra le oscillazioni libere (a) e quelle smorzate dall'attenuatore di silicone (b).

### Attenuatori compositi (c)

Anche agli attenuatori compositi è stata applicata una forza di compressione, in grado di produrre una contrazione iniziale di 1 mm. Si osserva che le dimensioni esterne dell'attenuatore cubico, nei casi (b), (c) e (d), sono paragonabili.



Fig. 4.17. Attenuatore composito: parti elastiche (silicone) + parti rigide (ottone).

I risultati ottenuti in questo caso (c), sono rappresentati in figura 4.18.

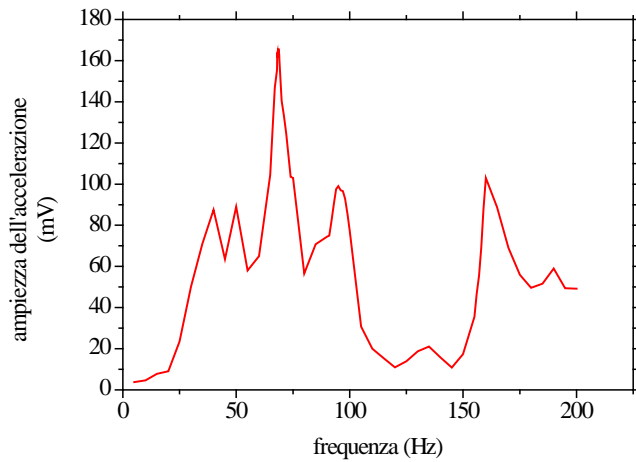


Fig. 4.18. Ampiezza delle oscillazioni rilevate dall'accelerometro in funzione della frequenza, in presenza di attenuatori compositi.

I valori dei massimi dell'ampiezza dell'accelerazione: 88.6 mV a 49 Hz, 165.5 mV a 69 Hz, 99 mV a 95 Hz, 103.5 mV a 160 Hz.

La presenza degli elementi rigidi in ottone riduce la deformabilità del pacchetto per carichi ortogonali agli strati e, grazie agli attriti interni tra i due diversi materiali, si riducono le massime accelerazioni registrate. Per questa ragione, l'esperienza svolta in queste condizioni porta a risultati ancora più confortanti rispetto al caso (b): si noti l'abbassamento non trascurabile dell'ampiezza nei picchi di risonanza, rispetto all'uso della sola attenuazione passiva offerta da un attenuatore in puro elastomero siliconico (Fig. 4.19).

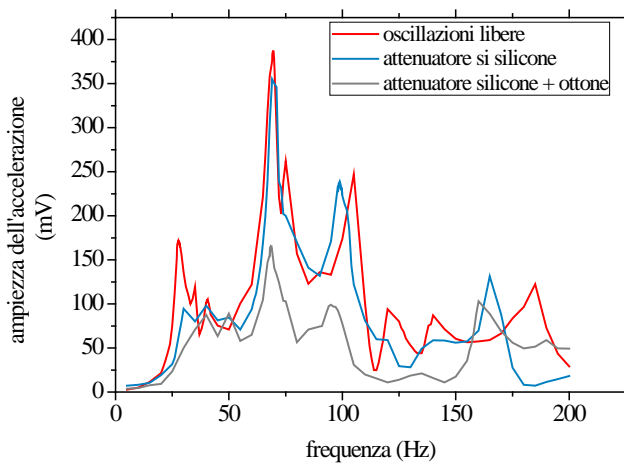


Fig.4.19. Confronto tra oscillazioni libere (a), oscillazioni smorzate dall'attenuatore di silicone (b) e oscillazioni smorzate dall'attenuatore silicone + ottone (c).

#### Attenuatori compositi con magneti in repulsione (d)

Nel caso di attenuatori compositi con magneti in repulsione al proprio interno, l'esperimento è stato condotto secondo due configurazioni differenti:

- imponendo una deformazione iniziale di 1 mm (dimensione longitudinale del pacchetto elastomagnetico da 44.5 mm a 43.5 mm),
- imponendo una deformazione iniziale di 2 mm (dimensione lon-

gitudinale del pacchetto elastomagnetico da 44.5 a 42.5 mm).



Fig. 4.20. Attenuatore composito con magneti permanenti in repulsione.

Si riportano i grafici dell'ampiezza (picco-picco) dell'accelerazione in funzione della frequenza dell'eccitazione, nel caso delle due configurazioni sperimentali sopra esposte.

I valori massimi dell'ampiezza dell'accelerazione, in presenza della deformazione impressa di 1 mm, sono di 80.6 mV a 40 Hz, 165.5 mV a 71 Hz e di 223 mV a 158 Hz, mentre per la deformazione iniziale di 2 mm sono risultati 108 mV a 104 Hz e 121.5 mV a 158 Hz.

I risultati ottenuti mostrano un'attenuazione molto significativa dell'ampiezza dell'accelerazione anche in condizione di risonanza, e uno spostamento verso frequenze molto più alte dei picchi di risonanza stessi (Fig. 4.23), grazie all'introduzione delle forze magnetiche repulsive, le quali ostacolano la contrazione ma facilitano la dilatazione.

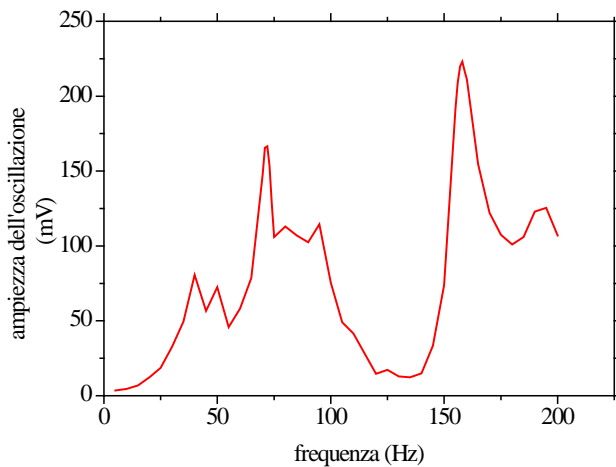


Fig. 4.21. Ampiezza dell'accelerazione in funzione della frequenza, in presenza di attenuatori con magneti in repulsione con una precompressione di 1 mm.

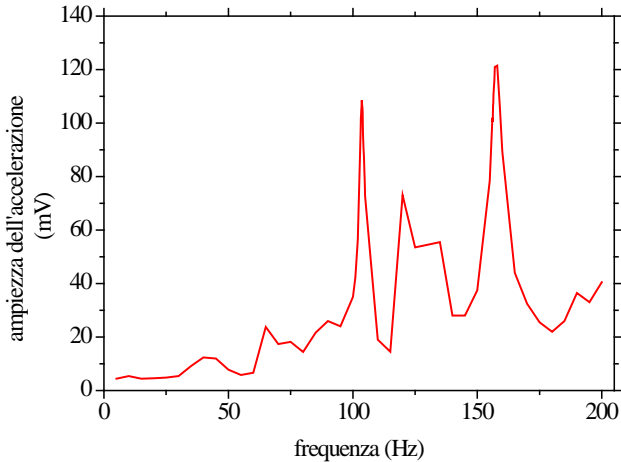


Fig. 4.22. Ampiezza dell'accelerazione, in presenza di attenuatori con magneti in repulsione precompressi di 2 mm

Le azioni magnetiche dimostrano la loro potenzialità riducendo



l'ampiezza del picco principale di circa un ulteriore 50%, rispetto ad un attenuatore composito equivalente, costituito da componenti rigide ed elastiche, ma privo di tali forze magnetiche. Inoltre, appare evidente il controllo della risonanza al di sotto dei 100 Hz, dove i picchi prominenti praticamente scompaiono.

In tutti i casi sperimentali, vale la pena ricordare che si è mantenuta costante la potenza di eccitazione erogata dallo shaker.

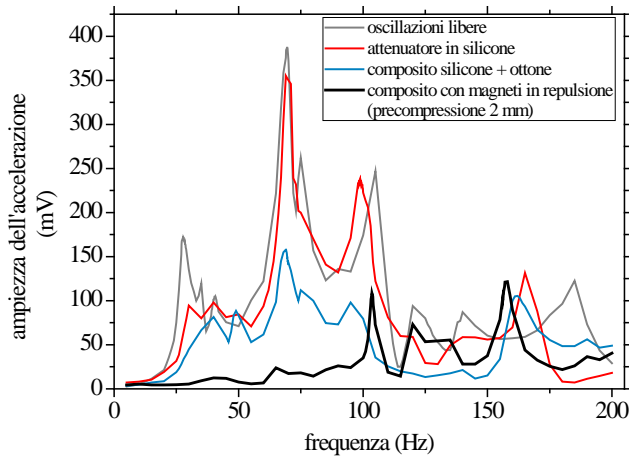


Fig.4.23. Confronto tre le ampiezze delle accelerazioni registrate dall'accelerometro, nelle configurazioni sperimentali (a), (b), (c) e (d).

### Attenuatori costituiti da soli magneti in repulsione (e)

In questo caso sperimentale, al fine di isolare compiutamente gli effetti delle forze magnetiche, sono stati usati per l'attenuazione soltanto magneti in repulsione, dei quali uno è collocato solidale al sistema studiato ( $D'$ ) e l'altro sulla parete fissa ( $D$ ).

Le prove sperimentali sono state condotte anche al variare della distanza  $L^*$  tra i magneti (cfr. Fig. 4.24). In particolare, i risultati riportati nelle figure 4.25, 4.26 e 4.27 si riferiscono rispettivamente ai valori  $L^* = 44.2$  mm,  $L^* = 37.9$  mm e  $L^* = 35.7$  mm.

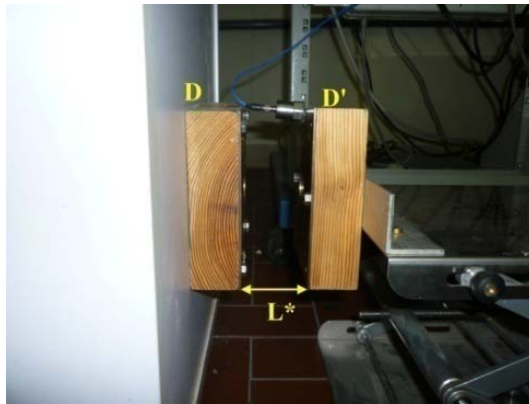


Fig. 4.24. Magneti in repulsione.

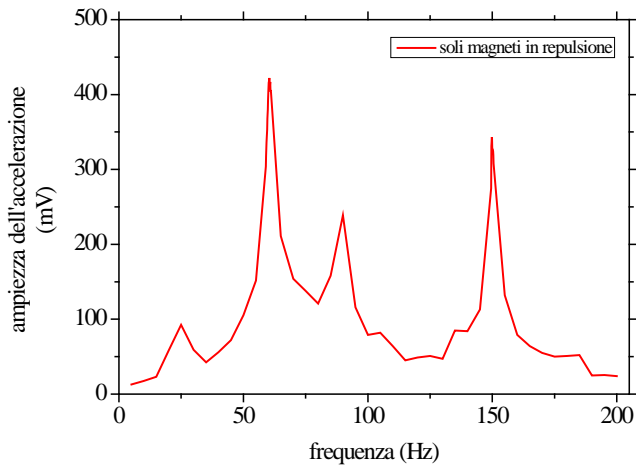


Figura 4.25. Ampiezza di oscillazione in funzione della frequenza eccitante, in presenza di attenuatori magnetici in repulsione, posti a una **distanza reciproca di 44.2 mm**.

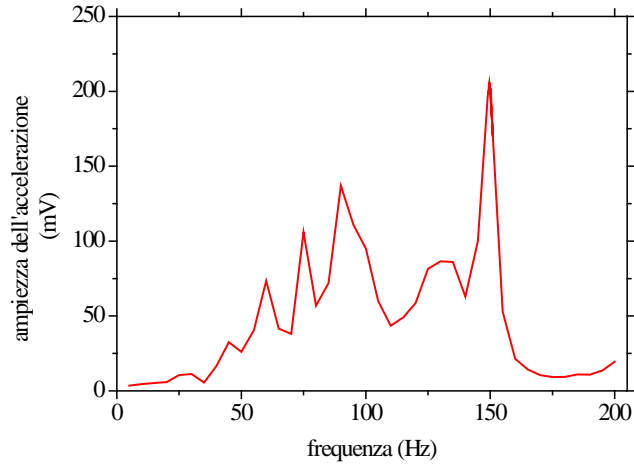


Figura 4.26. Ampiezza di oscillazione in funzione della frequenza eccitante, in presenza di attenuatori magnetici in repulsione, posti a una **distanza reciproca di 37.9 mm**.

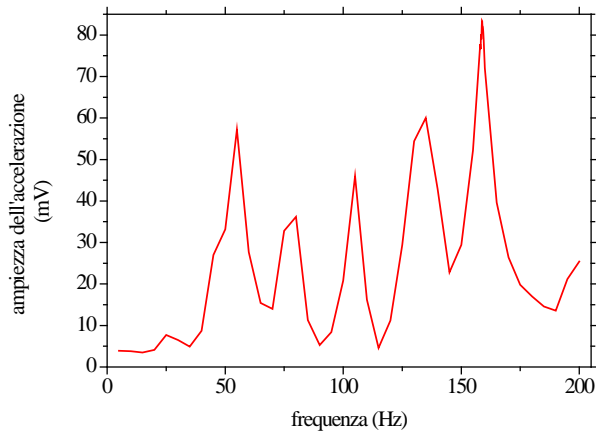


Fig. 4.27. Ampiezza dell'oscillazione in funzione della frequenza eccitante, in presenza dei soli attenuatori magnetici in repulsione, posti a una **distanza reciproca di 35.7 mm**.

I valori massimi dell'ampiezza dell'accelerazione per i magneti posti alla

distanza di 44.2 mm sono: 422 mV a 60.4 Hz, 239mV a 90 Hz, 343 mV a 149.8 Hz.

Questi valori sono minori nel caso in cui i magneti sono posti alla distanza di 37.9 (73.5 mV a 60 Hz, 106 mV a 75 Hz, 137 mV a 90 Hz, 205 mV a 150 Hz) e crollano vertiginosamente nell'ultima modalità di prova, alla distanza di 35.7 mm (57.2 mV a 55 Hz, 36 mV a 80 Hz, 46 mV a 105 Hz, 60 mV a 135 Hz, 83 mV a 159 Hz).

Come già nel caso (d), gioca un ruolo decisivo sull'effetto delle forze magnetiche la distanza reciproca a cui vengono posti i magneti (Fig. 4.28)

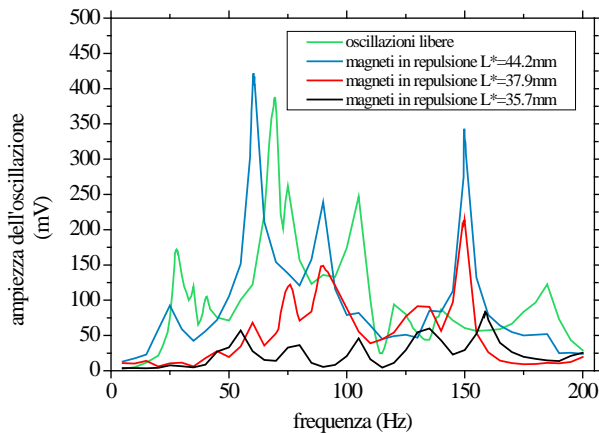


Figura 4.28. Effetto dell'attenuazione prodotta da sole forze magnetiche in repulsione, in funzione della distanza reciproca tra i magneti.

#### 4.2.2. Confronto tra i risultati sperimentali e loro discussione

Si riportano nei seguenti diagrammi (Fig. 4.29) i risultati ottenuti mettendo a confronto gli effetti relativi alle esperienze condotte, in relazione ai diversi tipi di attenuatore.

L'analisi da svolgere, per capire quale degli attenuatori sia il più competitivo, deve essere condotta prestando particolare attenzione ai valori delle massime accelerazioni prodotte e all'entità delle relative frequenze eccitanti (frequenze di eventuali risonanze).

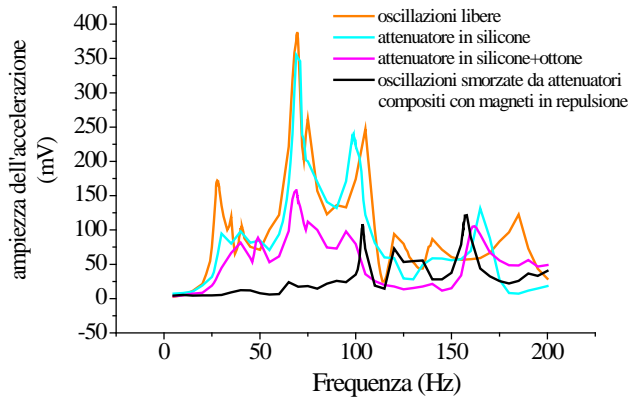


Fig. 4.29. Ampiezze delle accelerazioni nelle diverse condizioni di attenuazione.

In generale appare evidente, in presenza di qualsiasi tipo di attenuatore, la mitigazione delle vibrazioni e lo spostamento verso frequenze più alte dei massimi di ampiezza di oscillazione. Inserire, cioè, nel giunto  $D-D'$  (Fig. 4.12b) un qualsiasi corpo deformabile, o due magneti respingenti, fa sì che questo assorba, almeno in parte, l'eccitazione forzante trasmessa dallo shaker.

Gli attenuatori siliconici svolgono la loro azione di mitigazione servendosi del solo attrito interno; gli attenuatori compositi, invece, beneficiano di aumentate frizioni interne (tra parte rigida e parte elastica) ed anche dell'effetto irrigidente dovuto agli elementi in ottone: confrontando i grafici, appare evidente che i primi risultano meno efficienti dei secondi (Fig. 4.29).

Come atteso in base alle precedenti esperienze, gli attenuatori compositi magnetici hanno prestazioni migliori rispetto agli omologhi con componenti in ottone e ai siliconici, a causa dell'ulteriore azione delle forze magnetiche asimmetriche lungo la direzione di propagazione delle oscillazioni.

In effetti, gli attenuatori compositi magnetici hanno un comportamento intrinsecamente legato all'intensità delle forze magnetiche in gioco. Ciò comporta che, se opportunamente deformati lungo la direzione delle forze magnetiche, queste ultime divengono più intense, essendo crescenti al diminuire della distanza cui sono posti i poli magnetici. Detto effetto si riscontra con chiarezza nell'osservazione sperimentale che le oscillazioni provocate siano ulteriormente attenuate al diminuire di  $L^*$  (figura 4.24).

La configurazione sperimentale (e), in cui sono utilizzati i soli magneti in repulsione come elementi attenuatori, pone in luce con maggiore chiarezza l'importanza della distanza a cui sono posti i magneti. Se posti relativamente lontani, come nel caso della prima esperienza, in cui la distanza è stata fissata pari a 44.2 mm, i valori di picco-picco sono addirittura maggiori di quelli ottenuti nel caso delle oscillazioni libere (Fig. 4.28), e le relative frequenze eccitanti sono invece minori, e dunque più vicine a quelle dei sismi. In questo caso, pertanto, la loro presenza produce addirittura un effetto peggiorativo.

Avvicinare i dispositivi e passare, quindi, a una distanza pari a 37.9 mm, riduce i picchi, soprattutto alle basse frequenze; avvicinarli ulteriormente e porli a una distanza pari a 35.7 mm comporta un deciso effetto benefico all'intero sistema, poiché si verificano contemporaneamente sia l'abbassamento delle ampiezze di vibrazione che l'irrigidimento del sistema (innalzamento delle frequenze di risonanza fondamentali).

I risultati comparativi illustrati in Fig. 4.29, consentono di asserire che la presenza delle forze magnetiche abbatte le ampiezze delle oscillazioni dell'80% anche nei valori di picco, mentre i sistemi compositi standard arri-

vano a circa il 50÷60%. Questo abbattimento è ancora più marcato al di sotto dei 100 Hz, dove non si evidenziano più picchi di risonanza: ciò è particolarmente importante per le applicazioni antisismiche, in quanto le frequenze caratteristiche delle onde dei terremoti sono proprio contenute in tale intervallo, e conferma come la risonanza venga *elusa* dalla presenza delle forze magnetiche asimmetriche.

#### 4.2.3. Principi di funzionamento di forze magnetiche permanenti nell'attenuazione delle vibrazioni

Per illustrare come agisce da attenuatore di vibrazioni un multistrato elastomagnetico (CEMA - Composite ElastoMagnetic Attenuator), costituito da magneti permanenti inglobati in una matrice siliconica – affine a quelli utilizzati negli esperimenti di cui al precedente paragrafo di questo lavoro di tesi – schematizziamo il sistema sperimentale, in presenza di forze magnetiche repulsive interne all'attenuatore, come in figura 4.30.

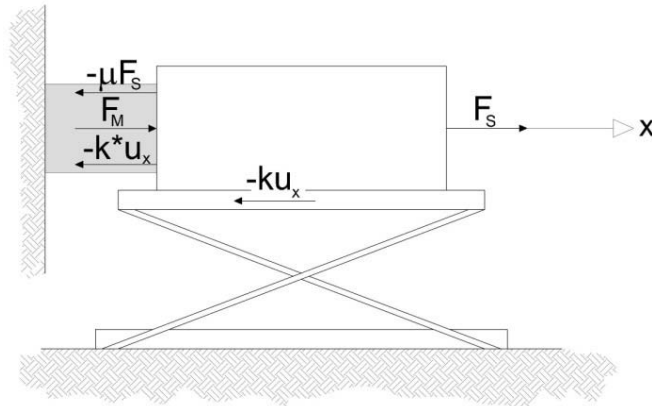


Figura 4.30. Schema di un sistema meccanico soggetto alle oscillazioni prodotte dalla forza periodica  $F_s$ .

Le forze esterne verticali si equilibrano a vicenda, di modo che il sistema è soggetto alle seguenti componenti scalari delle forze esterne:

- i. la forza eccitante dello shaker,  $F_s = F_0 \sin(2\pi vt)$ ;
- ii. la reazione elastica del sistema meccanico in sé,  $F_K = -K u_x$ , ove  $K$  è la rigidezza del sistema ed  $u_x$  è lo spostamento orizzontale del centro di massa del sistema;
- iii. la reazione elastica del CEMA dovuta a  $u_x$ :  $F_E = -K^* u_x$ , ove  $K^*$  è la rigidezza del CEMA;
- iv. la variazione della forza magnetica dovuta allo spostamento  $u_x$ ,  

$$F_m = \frac{\partial F_m}{\partial u_x} u_x$$
;
- v. la forza dissipativa dovuta alle frizioni interne tra le parti morbide in silicone ed i magneti rigidi,  $F_v = -\mu F_0 \sin(2\pi vt)$ , ove  $\mu$  è proporzionale al coefficiente di attrito interno.

Nell'elenco appena tracciato non è presente la componente viscosa della deformazione del CEMA, con la conseguente forza viscosa, poiché nelle prove sperimentali il silicone ha mostrato un comportamento elastico lineare nel range degli stress e delle frequenze a cui si è operato.

Detta  $m$  la massa del sistema meccanico, l'applicazione della seconda legge della dinamica consente di scrivere, per il moto del centro di massa:

$$m \frac{d^2 u_x}{dt^2} = F_0 \sin(2\pi vt) - K u_x - K^* u_x + \frac{\partial F_m}{\partial u_x} u_x - F_0 \sin(2\pi vt)$$

Assumendo una soluzione del tipo  $u_x = u_0 \sin(2\pi vt)$ , per sostituzione è facile trovare la soluzione particolare:



$$-(2\pi\nu)^2 m u_0 = F_0 - K \cdot u_0 - K^* \cdot u_0 + \frac{\partial F_m}{\partial u_x} u_0 - \mu F_0$$

che porge

$$u_0 = \frac{(1-\mu)F_0}{K + K^* - \frac{\partial F_m}{\partial u_x} u_0 - (2\pi\nu)^2 m}$$

E per l'ampiezza dello spostamento

$$U_0 = |u_0| = \frac{(1-\mu)F_0}{\left| K + K^* - \frac{\partial F_m}{\partial u_x} u_0 - (2\pi\nu)^2 m \right|} \quad (4.1)$$

Considerando che si verifica una traslazione orizzontale del sistema meccanico, è accettabile assumere che l'ampiezza dello spostamento del centro di massa possa essere molto vicina a quella rilevata dall'accelerometro. Pertanto, in aggiunta all'attesa diretta proporzionalità con  $F_0$  e all'ovvia diminuzione di  $U_0$  al crescere della rigidità del sistema e del CEMA, l'equazione (4.1) è perfettamente coerente con gli altri effetti osservati e qui sintetizzati:

- i. l'ampiezza dell'oscillazione decresce se la frizione interna aumenta in virtù della compresenza di parti rigide e morbide;
- ii. più grande è la variazione di  $F_m$  con lo spostamento (vale a dire più è grande il termine  $\partial F_m / \partial u_x$ ) maggiore è la riduzione del termine  $U_0$ , di modo che l'aggiunta di forze magnetiche migliora l'abbattimento delle vibrazioni;
- iii. la presenza delle forze magnetiche produce un incremento della frequenza  $\nu$ , riducendo il denominatore: in altri termini, si innalza

la frequenza di risonanza.

Sebbene il termine  $\partial F_m / \partial u_x$  sia stato considerato costante, ai fini della deduzione dell'equazione (4.1), in realtà è leggermente maggiore per valori negativi di  $u_x$  che per valori positivi: ciò significa che, in un'oscillazione, l'attenuatore favorisce la fase di dilatazione rispetto a quella di contrazione, ed è proprio tale meccanismo, che, compromettendo la purezza della frequenza, contrasta la risonanza.

### 4.3. Prove su tavola vibrante

Saranno ora descritte ulteriori campagne sperimentali, che sono state condotte su tavola vibrante. Obiettivo di tali nuove indagini, è stato quello di studiare il comportamento di un sistema meccanico in scala maggiore, lavorando nel *range* delle basse frequenze (fino a 20 Hz). Anche in questo caso, si è deciso di studiare l'attenuazione non delle vibrazioni assolute, bensì delle oscillazioni relative che s'instaurano tra due strutture, le cui caratteristiche, in termini di rigidezza, siano totalmente diverse. Si pensi, tanto per fissare le idee, alle apparecchiature biomedicali, alle scaffalature, ad opere d'arte di pregio che, per quanto collocate in strutture progettate e realizzate con criteri antisismici – una condizione, purtroppo, non diffusa come dovrebbe – non godono di un isolamento ad esse esclusivamente dedicato. Recenti calamità naturali (terremoto dell'Emilia del 2012) hanno drammaticamente posto in luce proprio tale necessità.

Peculiare innovazione è stata quella di *separare* la componente magnetica dell'attenuatore dal multistrato ferro/silicone: tale configurazione garantisce una maggiore versatilità d'uso, unitamente ad una migliorata facilità di confezionamento dell'attenuatore. I magneti, in neodimio-ferro-boro, hanno

superficie quadrupla rispetto agli omologhi utilizzati in precedenza: sono dei parallelepipedi a base quadrata, di lato 10 cm, per un'altezza di 1 cm. In prossimità della superficie, erogano un campo magnetico dell'intensità di circa 400 mT.

#### 4.3.1. Set-up sperimentale

Il sistema meccanico, simulante due corpi di differente rigidità, è costituito da due telai in metallo. Progettati servendosi della modellazione strutturale in ambiente SAP, i due telai sono uno in ferro zincato, molto rigido, e l'altro interamente in alluminio (figura 4.31), materiale amagnetico, al fine di eliminare qualunque interazione magnetica aggiuntiva, indesiderata. In particolare, il progetto del telaio in alluminio è stato condotto con l'intento di garantire una frequenza propria di risonanza intorno ai 9÷10 Hz: giusto compromesso tra le opposte necessità di lavorare in prossimità delle frequenze delle onde elastiche tipiche dei sismi, senza però muoversi nell'intorno di frequenze troppo basse (dell'ordine dell'Hertz), alle quali gli accelerometri piezoelettrici, dei quali ci si è serviti, non sono molto affidabili.

Nella tabella 4.2 sono riportate le caratteristiche modali del telaio in alluminio; in figura 4.32 è invece *fotografato* lo stato di deformazione delle due strutture quando, per effetto delle vibrazioni indotte dalla tavola vibrante, la struttura in alluminio entra in risonanza; il telaio in ferro zincato è sostanzialmente indeformato, atteso che la sua rigidità è molto più elevata.

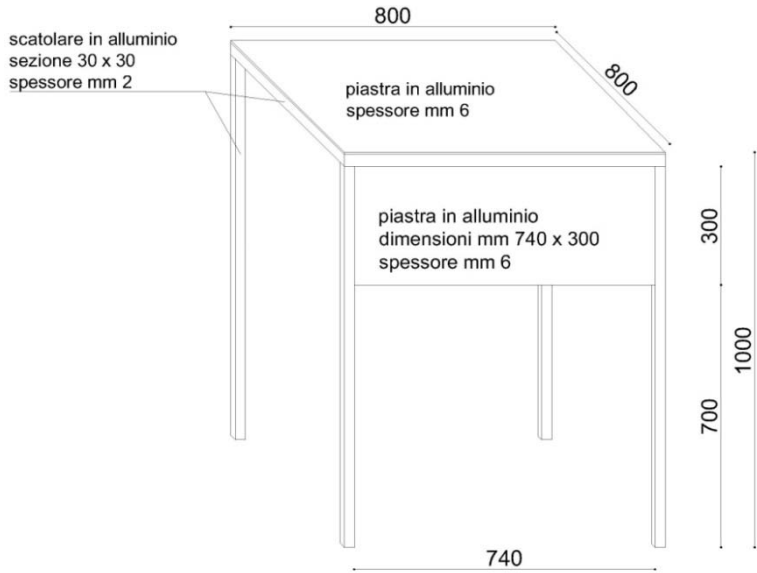


Fig. 4.31. Caratteristiche geometriche del telaio in alluminio. Tutte le quote sono espresse in mm.

TABLE: Modal Periods And Frequencies			
Output Case	StepNum	Period	Frequency
(-)	(-)	(s)	(Hz)
MODAL	1	0.116537	10.5809
MODAL	2	0.112653	10.8768
MODAL	3	0.029164	34.289
MODAL	4	0.010457	95.628
MODAL	5	0.007065	141.54
MODAL	6	0.003382	295.72
MODAL	7	0.003318	301.36
MODAL	8	0.002461	406.34
MODAL	9	0.002309	433.15
MODAL	10	0.001996	501.08
MODAL	11	0.0017	588.29
MODAL	12	0.001629	613.71

Tabella 4.2. Caratteristiche modali del telaio in alluminio anodizzato.

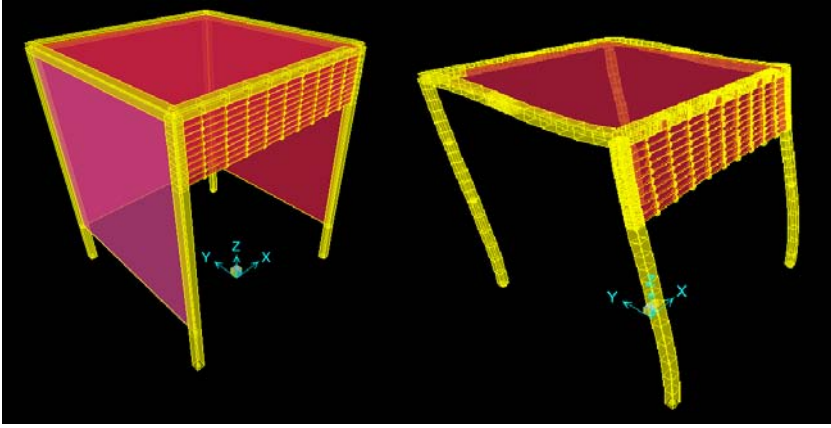


Figura 4.32. Deformata dei due telai.

Come si può evincere dalle figure 4.31 e 4.32, entrambi i telai sono provvisti di un pannello verticale, dell'altezza di 30 cm, su uno dei 4 lati: è destinato all'alloggiamento dei magneti. La sua presenza causa, nel telaio in alluminio, un lieve incremento della rigidità nella direzione ortogonale al pannello stesso (frequenza di risonanza pari a 10.88 Hz in direzione y, a fronte degli 10.58 Hz secondo x, cfr. tabella 4.2).

Il telaio in ferro zincato, invece, oltre al pannello appena descritto, è munito di pannelli quasi a tutta altezza sugli altri tre lati. Tale telaio è stato pensato molto più rigido, tale da non entrare mai in risonanza nel range di frequenze investigato; l'idea è stata quella di realizzare un manufatto che sarà comunque eccitato dalla tavola vibrante, ma si comporta, in buona sostanza, da struttura *di contrasto* alle oscillazioni del telaio più flessibile.

Come riportato, infatti, in tabella 4.3, la frequenza di risonanza in direzione y (fig. 4.31) per il telaio in ferro zincato è pari a circa 253 Hz: circa 25 volte maggiore della frequenza dell'altro telaio in alluminio.

TABLE: Modal Periods And Frequencies			
Output Case	Step Num	Period	Frequency
(-)	(-)	(s)	(Hz)
MODAL	1	0.003957	253.37
MODAL	2	0.003947	252.71
MODAL	3	0.00361	276.98
MODAL	4	0.003467	288.47
MODAL	5	0.001434	697.14
MODAL	6	0.001268	788.37
MODAL	7	0.001211	826.03
MODAL	8	0.001143	875.03
MODAL	9	0.001094	913.98
MODAL	10	0.001017	983.33
MODAL	11	0.000737	1356.7
MODAL	12	0.000723	1384.1

Tabella 4.2. Caratteristiche modali del telaio in ferro zincato.

L'apparato sperimentale è schematizzato in figura 4.33. Un generatore di funzione comanda l'attuatore idraulico, che, per mezzo di un sistema pistone-cilindro, pone in oscillazione la tavola vibrante lungo la direzione dell'asse del pistone stesso. Due accelerometri piezoelettrici, fissati in corrispondenza degli orizzontamenti dei due telai, sono dedicati alla lettura delle accelerazioni nella direzione di eccitazione della tavola vibrante, ad un unico grado di libertà; il segnale di uscita dell'accelerometro è modulato da un amplificatore di carica, connesso a sua volta all'oscilloscopio (Tektronix DPO4104B).

La tavola vibrante è messa in oscillazione dall'attuatore idraulico MTS 248.01S, la cui unità di potenza è la MTS 505.11. Le specifiche tecniche di tali dispositivi sono riportate nelle **tabelle 4.3 e 4.4**.

modello	MTS 248.01S
forza	10.0 kN
area effettiva	5.25 cm <sup>2</sup>
corsa statica	190.5 mm
corsa dinamica	152.4 mm

modello	MTS 505.11
voltaggio	50 V
flusso	41.8 litri/min
pressione di lavoro	207 bar
raffreddamento	ad acqua

Tabella 4.3 (a sinistra). Specifiche tecniche dell'attuatore idraulico utilizzato.

Tabella 4.4 (a destra). Specifiche tecniche dell'unità di potenza che alimenta l'attuatore.

Le modeste dimensioni della tavola vibrante (piastra da 915 x 915 mm), sufficienti a disporre sulla stessa un solo telaio, hanno reso necessaria una sua estensione, realizzata mediante una piastra di alluminio (della lunghezza di circa 200 cm) la quale per metà è bullonata direttamente sulla tavola vibrante, mentre la sua altra metà, a *sbalzo*, poggia sulla piastra di chiusura di un cassone in ferro zincato, realizzato ad hoc. Invero, all'intradosso dello sbalzo sono stati bullonati 4 carrelli ad alta precisione della *SKF* (cfr. seguito), i quali scorrono su due binari, giuntati sul cassone. Tale assetto ha consentito di raddoppiare la superficie utile della tavola, la cui perfetta orizzontalità (necessaria per eliminare modi di vibrare indesiderati e vibrazioni parassite) è garantita dalle quattro grosse viti di cui è munito il cassone alla sua base: esso, infatti, può variare la propria altezza rispetto al piano di posa contando proprio sui quattro piedi, dotati di movimenti indipendenti.

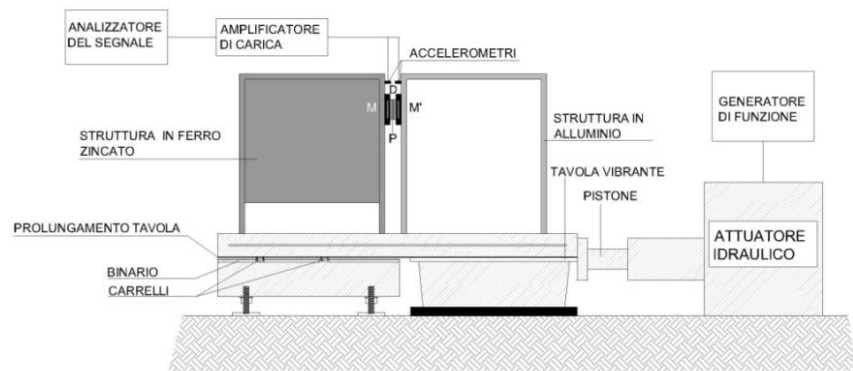


Figura 4.33. Schema del set-up sperimentale.

Come anticipato, i binari ed i carrelli utilizzati sono della SKF, modello LLTHC\_SU (cfr. Fig. 4.34); la loro caratteristica peculiare è il bassissimo coefficiente di attrito, pari a 0.003; il loro utilizzo consente, pertanto, di ottimizzare le prestazioni della tavola, le cui oscillazioni sono sostanzialmente immutate rispetto al caso in cui il sistema sia privo dell'estensione della piastra.

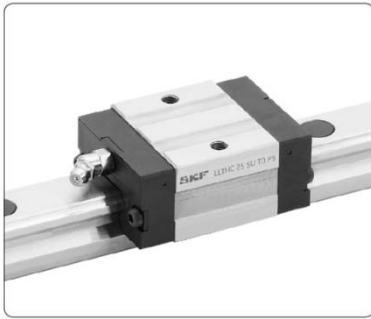


Figura 4.34. Sistema rail-carriage utilizzato nelle sperimentazioni.

Per garantire la necessaria versatilità sperimentale – indispensabile, in virtù delle azioni magnetiche in gioco – la possibilità di variare la distanza cui sono posti i due telai è fornita da due elementi angolari (Fig. 4.36b), in alluminio, bullonati sulla piastra e dotati di occhielli: al loro interno delle viti, opportunamente serrate, assicurano il fissaggio dei piedi dei

telai alla distanza voluta. I dispositivi di attenuazione delle vibrazioni sono disposti all'interno del giunto tra i due telai (cfr. Fig. 4.37), secondo modalità distinte che saranno discusse nel seguito.



Figura 4.35. Il telaio più rigido (a sinistra) è fissato sullo sbalzo della piastra, bullonata con 24 viti sulla



tavola vibrante. Il telaio di alluminio è sulla destra.



Figura 4.36. Dettagli costruttivi.

(a) All'intradosso della piastra di alluminio su cui i telai sono fissati, sono bullonati quattro carrelli di precisione SKF, i quali scorrono su due binari bullonati, a loro volta, sull'elemento di chiusura del cassone in ferro zincato.

(b) Due manopole per piede, muovendosi all'interno di una fenditura realizzata ad hoc, consentono di serrare il telaio alla distanza desiderata.



Figura 4.37. Dettagli.

(a) Gli elementi attenuatori sono disposti nel giunto tra i due telai. Nei blocchi in legno (a) sono state realizzate tre nicchie, in cui sono collocati i magneti permanenti, che restano saldamente in sede grazie alle cornici in alluminio, bullonate sui blocchi.

(b) Tra i due elementi lignei può non esser disposto nulla (ed in questo caso l'azione attenuatrice è tutta affidata ai soli magneti, che lavorano in repulsione), oppure dei blocchi in solo silicone (come in figura) o, infine, i multistrato ferro/silicone, realizzando così il *pacchetto* elastomagnetico nella sua configurazione completa. È possibile osservare chiaramente anche la posizione dei due accelerometri, posti sul bordo superiore dei telai.

### 4.3.2. Condizioni sperimentali

L'apparato sperimentale di cui al § 4.3.1 è stato investigato in diverse condizioni. Fissata, infatti, la potenza erogata dalla tavola vibrante, si è studiata la risposta del sistema al variare delle condizioni di attenuazione; in particolare, si è confrontato lo scenario di partenza (assenza di qualunque elemento attenuatore) con 5 diverse alternative, caratterizzate dall'uso degli attenuatori in solo silicone o in ferro/silicone, con o senza il contemporaneo utilizzo dei magneti permanenti, secondo quanto sintetizzato nello schema riportato in Fig. 4.38.

Sono stati condotti cicli ripetuti, al fine di garantire una corretta ed esauriente rappresentatività dei dati sperimentali.

Per ciascuna configurazione sperimentale sono stati tracciati i diagrammi relativi alla risposta in accelerazione dei due telai; in figura 4.39 è rappresentato, in particolare, il caso che corrisponde all'assenza di qualunque dispositivo di mitigazione delle vibrazioni (scenario di partenza).

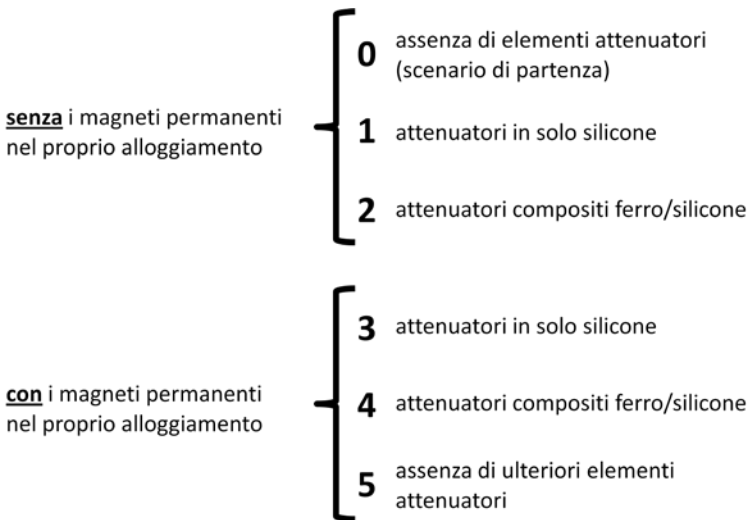


Figura 4.38. Sintesi schematica delle prove condotte.

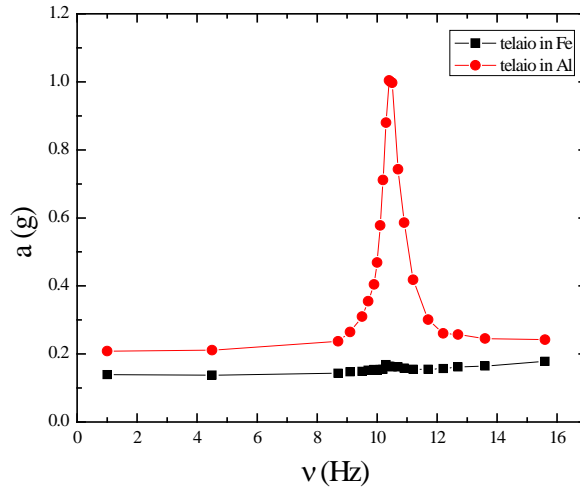


Figura 4.39. Dipendenza dalla frequenza di vibrazione eccitante ( $\nu$ ) dell'ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ) dei due telai, nei punti di rilevazione, in assenza di qualunque dispositivo di attenuazione (scenario di partenza).

È evidente il picco di risonanza fondamentale, a 10.4 Hz, per la struttura in alluminio, che raggiunge, in tali condizioni, valori dell'accelerazione poco superiori a 1 g. Di contro, e coerentemente con le attese, la struttura in ferro non presenta risonanza alcuna; quel lievissimo incremento dell'accelerazione, che si registra in corrispondenza della stessa frequenza (10.4 Hz) di risonanza della struttura in alluminio, è dovuto proprio alle maggiori vibrazioni di quest'ultima, che vengono percepite dall'accelerometro solidale alla struttura più rigida.

Il comportamento complessivo inizia a mutare già con il solo utilizzo di attenuatori interamente in silicone. Come può evincersi dal grafico in figura 4.40, infatti, collocare tali dispositivi nel giunto tra le due strutture, pur non avendo prodotto una sostanziale variazione della massima accelerazione registrata, in risonanza, dalla struttura in alluminio – che continua ad essere

di circa 1 g – ha però incrementato la frequenza a cui si verifica tale risonanza, che è ora superiore a 14 Hz.

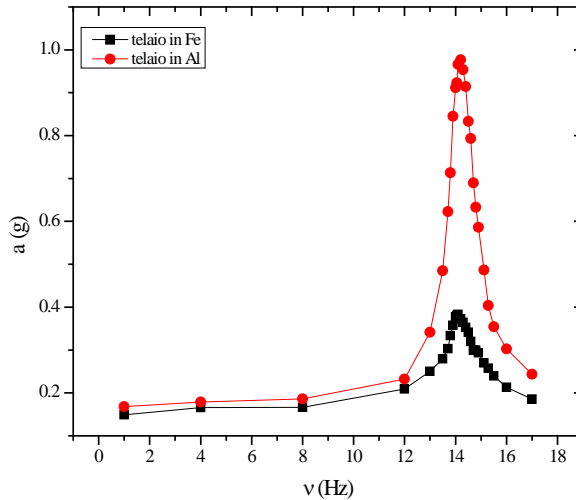


Figura 4.40. Dipendenza dalla frequenza di vibrazione eccitante ( $\nu$ ) dell'ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ) dei due telai, nei punti di rilevazione, in presenza di attenuatori in solo silicone.

Di contro, e com'è logico attendersi, la maggiore prossimità tra le due strutture, che l'uso dell'attenuatore realizza proprio nei punti di locazione degli accelerometri (Fig. 4.37b), causa un incremento delle accelerazioni subite dal telaio in ferro, quando l'altra struttura è prossima alla risonanza: anche in questo caso, però, si tratta non di una eccitazione "propria", ma di un semplice *risentire* delle vibrazioni del telaio in alluminio.

L'utilizzo di attenuatori di silicone con parti rigide in ferro, comporta una – sia pur lieve – diminuzione dell'accelerazione massima in risonanza, che raggiunge, per la struttura in alluminio, valori di 0.962 g (cfr. fig. 4.41). Le forze magnetiche non sono state ancora chiamate in causa poiché, anche in questa configurazione sperimentale, ci si è serviti di attenuatori multistrato

convenzionali, in cui si alternano parti rigide in ferro e strati in elastomero siliconico, la cui capacità smorzante è affidata alla viscosità propria del silicone, unitamente alle azioni dissipative associate agli attriti interni tra i due materiali.

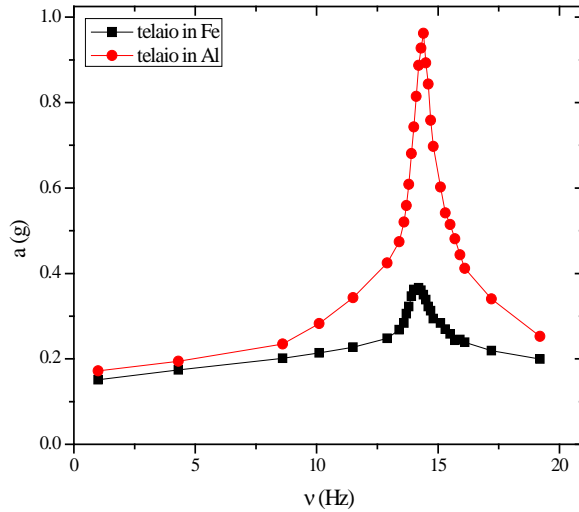


Figura 4.41. Dipendenza dalla frequenza di vibrazione eccitante ( $\nu$ ) dell'ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ) dei due telai, nei punti di rilevazione, in presenza di attenuatori multistrato ferro/silicone.

Gli abbattimenti dell'accelerazione, sempre in condizioni di risonanza, cominciano a farsi più sensibili in presenza dei blocchetti in silicone + magneti esterni, posti in repulsione. In figura 4.42 è riportato l'andamento dell'accelerazione dei due telai in tale configurazione. L'aggiunta delle azioni magnetiche, infatti, consente di abbattere in modo più marcato la massima accelerazione delle oscillazioni in risonanza, che si arresta a 0.81 g, a fronte del valore di 0.980 g, che si registrava in presenza dei medesimi attenuatori in silicone, ma senza alcuna azione magnetica.

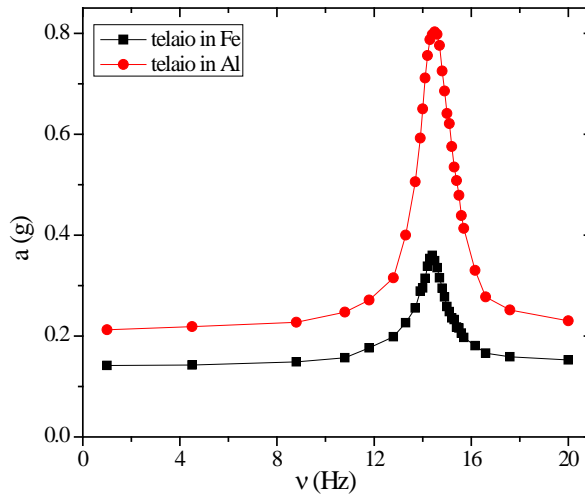


Figura 4.42. Dipendenza dalla frequenza di vibrazione eccitante ( $\nu$ ) dell'ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ) dei due telai, nei punti di rilevazione, in presenza di attenuatori costituiti da respingenti magnetici in uno con dispositivi realizzati interamente in silicone.

La risposta del sistema è ulteriormente migliorata dall'utilizzo contemporaneo dei magneti, posti sempre con la medesima polarità faccia a faccia, in uno con i multistrato ferro/silicone (Fig. 4.43). In questo modo, infatti, sono incrementate le azioni magnetiche in gioco, unitamente al gradiente con cui queste variano, ed esaltando, così, le intrinseche proprietà degli elastomagnetici (cfr. § 2.6).

Come si evince dal diagramma di cui alla fig. 4.44, in questa quinta condizione sperimentale si è ottenuto un ulteriore abbattimento della massima accelerazione, in risonanza, sino ad un valore pari a 0.68 g, alla frequenza di 16.3 Hz.

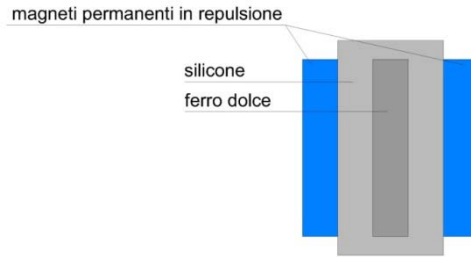


Fig. 4.43. Scenario 4. Utilizzo contemporaneo dei magneti (in blu), posti in repulsione, in uno con i multistrato ferro/silicone, posti tra di essi.

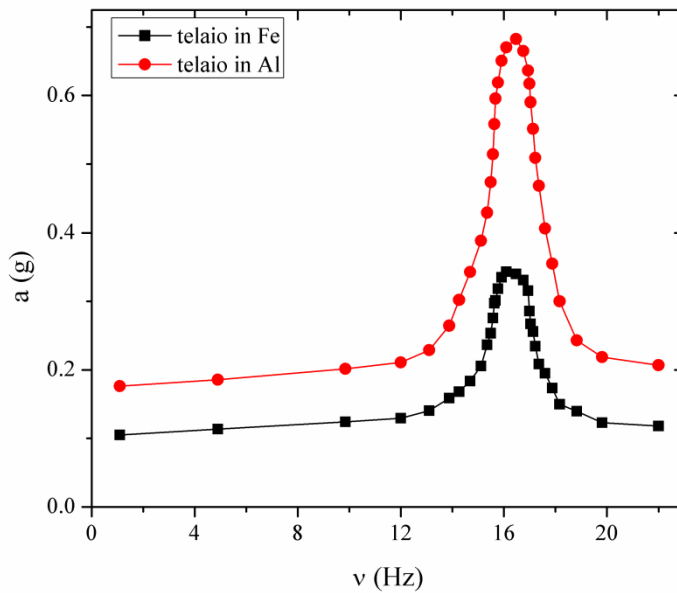


Figura 4.44. Dipendenza dalla frequenza di vibrazione eccitante ( $\nu$ ) dell'ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ) dei due telai, nei punti di rilevazione, in presenza di attenuatori costituiti da respingenti magnetici in uno con i multistrato ferro/silicone.

Al fine di porre in luce i benefici effetti delle *sole* azioni magnetiche, è stata studiata anche la risposta del sistema in presenza dei soli magneti respingenti, non accompagnati dal pacchetto in silicone o dal multistrato. In questa configurazione, il cui diagramma di risposta è riportato in figura 4.45, si registra un lieve incremento della frequenza di risonanza, rispetto allo sce-

nario di partenza, unitamente ad un abbattimento della massima accelerazione dell'oscillazione, che vale 0.824 g.

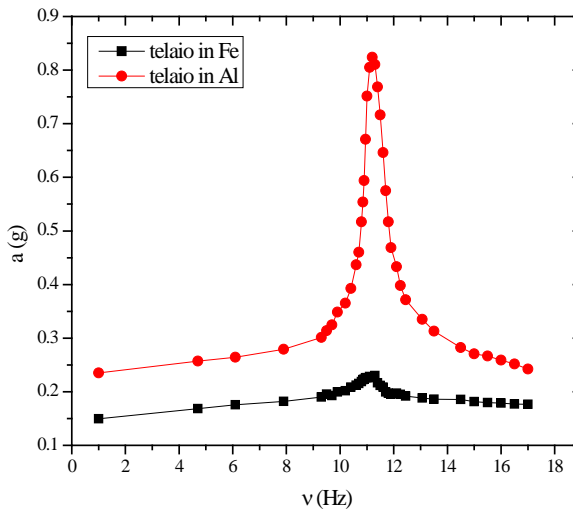


Figura 4.45. Dipendenza dalla frequenza di vibrazione eccitante ( $\nu$ ) dell'ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ) dei due telai, nei punti di rilevazione, in presenza di attenuatori costituiti dai soli magneti posti in repulsione.

In figura 4.46 è riportato un confronto tra i tre casi sperimentali in cui si sono utilizzati i magneti permanenti: soli magneti respingenti, magneti permanenti insieme agli attenuatori siliconici e magneti permanenti insieme agli attenuatori compositi ferro/silicone.



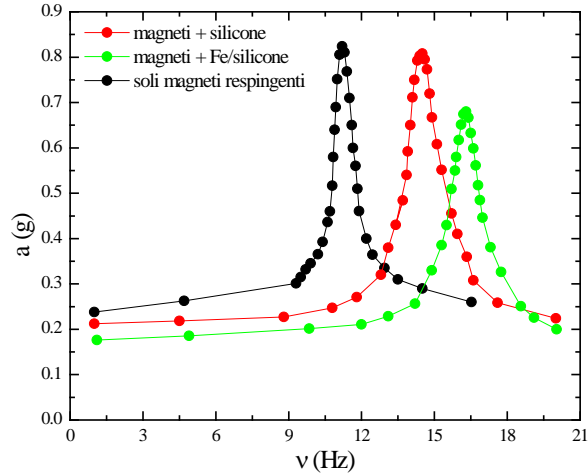


Fig. 4.46. Risposta in accelerazione ( $a$ ) del telaio in alluminio anodizzato al variare della frequenza ( $\nu$ ) di oscillazione della tavola vibrante, nei tre casi sperimentali in cui sono stati utilizzati i magneti permanenti.

In tabella 4.3 sono sinteticamente elencate le sei condizioni sperimentali appena descritte, con i dati numerici più significativi. Con riferimento al telaio in alluminio, nelle prime tre colonne sono raccolte, rispettivamente, la frequenza di risonanza fondamentale, la corrispondente massima accelerazione delle oscillazioni e l'ampiezza dello spostamento  $\delta$  associato; nella quarta, quinta e sesta colonna sono elencate, invece, le variazioni percentuali di tali grandezze rispetto alle condizioni di partenza, in assenza, cioè, di qualunque elemento attenuatore (scenario 0).

L'utilizzo di elementi attenuatori in solo silicone (scenario 1) o in ferro/silicone (scenario 2) consente variazioni molto modeste della massima accelerazione in risonanza, che si riduce del 2% e 4% rispettivamente.

condizione sperimentale	$\nu$	$a$	$\delta$	$\Delta\nu$	$\Delta a$	$\Delta\delta$
	(Hz)	(g)	(mm)	(-)	(-)	(-)
scenario di partenza (0)	10.4	1.004	1.2	-	-	-
attenuatori in solo silicone (1)	14.2	0.980	0.6	37%	-2%	-50%
attenuatori in silicone/Fe (2)	14.4	0.962	0.6	38%	-4%	-50%
magneti esterni + attenuatori in silicone (3)	14.5	0.808	0.5	39%	-20%	-58%
magneti esterni + attenuatori in silicone/Fe (4)	16.3	0.680	0.3	57%	-32%	-75%
solli magneti esterni (5)	11.2	0.824	0.8	8%	-18%	-33%

Tabella 4.3. Sintesi delle evidenze sperimentali. Frequenza di risonanza ( $\nu$ ), ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ), spostamento massimo in condizioni di risonanza ( $\delta$ ) e loro variazioni percentuali relative rispetto allo scenario di partenza.

L'incremento della frequenza di risonanza è sostanzialmente riconducibile alla variazione delle condizioni di vincolo tra i due telai, che non sono più indipendenti l'uno dall'altro, ma sono invece posti in connessione da dispositivi che fungono da vincoli semplici unilaterali. L'introduzione dei soli magneti (scenario 5) determina una rilevante riduzione della massima ampiezza in risonanza, che si riduce del 18 per cento; quando alla presenza dei magneti permanenti si accompagna, poi, la dissipazione aggiuntiva che deriva dalla viscosità degli attenuatori interamente in silicone, tale percentuale si attesta al 20 per cento, ma è con la configurazione completa magneti in repulsione + pacchetto elastomagnetico (scenario 4) che si raggiungono, coerentemente con le attese, i risultati migliori. In questo caso, infatti, l'abbattimento dell'accelerazione massima è del 32 per cento, cui si accompagna un contemporaneo aumento della frequenza, pari al 57 per cento.

È di fondamentale importanza ricordare che, se gli attenuatori elastomagnetici sono opportunamente deformati lungo la direzione delle forze magnetiche, queste ultime divengono più intense, essendo crescenti al diminuire dalla distanza cui sono poste le superfici. Si è deciso, allora, al fine di ridurre tale distanza, di appesantire il telaio di alluminio, fissando sul suo o-

rizzontamento masse crescenti, fino a 12 kg, così da incrementarne l'inerzia e, dunque, durante le oscillazioni su tavola, aumentare la deformazione da compressione cui sono soggetti gli elastomagnetici.

Queste ulteriori prove, condotte secondo le medesime modalità descritte precedentemente, hanno condotto ai risultati sintetizzati in tabella 4.4. Anche in questo caso, i test hanno evidenziato la bontà del modello teorico predittivo del comportamento degli elastomagnetici. Aver incrementato le forze magnetiche ed il loro gradiente, grazie alla maggiore compressione dell'elastomagnetico, ha prodotto, infatti, delle performance migliori. In particolare, la massima accelerazione, in condizioni di risonanza, si abbatte del 40% quando si utilizzano i magneti esterni in repulsione insieme con il multistrato silicone/ferro (scenario 4).

condizione sperimentale	$\nu$	$a$	$\delta$	$\Delta\nu$	$\Delta a$	$\Delta\delta$
	(Hz)	(g)	(mm)	(-)	(-)	(-)
scenario di partenza (0)	8.3	1.000	1.8	-	-	-
attenuatori in solo silicone (1)	11.0	0.881	0.9	33%	-12%	-50%
attenuatori in silicone/Fe (2)	11.2	0.796	0.8	35%	-20%	-56%
magneti esterni + attenuatori in silicone (3)	11.5	0.740	0.7	39%	-26%	-61%
magneti esterni + attenuatori in silicone/Fe (4)	13.2	0.603	0.4	59%	-40%	-78%
solì magneti esterni (5)	8.4	0.870	1.5	1%	-13%	-17%

Tabella 4.4. Frequenza di risonanza ( $\nu$ ), ampiezza dell'accelerazione ( $a$ ), spostamento massimo in condizioni di risonanza ( $\delta$ ) e loro variazioni percentuali relative rispetto allo scenario di partenza, nel caso di telaio appesantito da un carico di 12 kg.

Nelle figure 4.47 e 4.48 sono riportati i riassunti dei risultati sperimentali, riguardanti l'accelerazione e la frequenza di risonanza del telaio in alluminio anodizzato, ottenute nelle sei configurazioni riportate in figura 4.36.

Da tali grafici, è possibile dedurre come la precompressione del pacchetto giochi un ruolo importante, poiché, in presenza del carico aggiuntivo di 12 kg, si ottiene un'attenuazione dell'ampiezza dell'accelerazione, nel migliore

dei casi (scenario 4), del 40% rispetto allo scenario 0, a fronte di un valore pari a circa il 30% che si ottiene con gli stessi elementi attenuatori, senza, però, il carico aggiuntivo sul telaio.

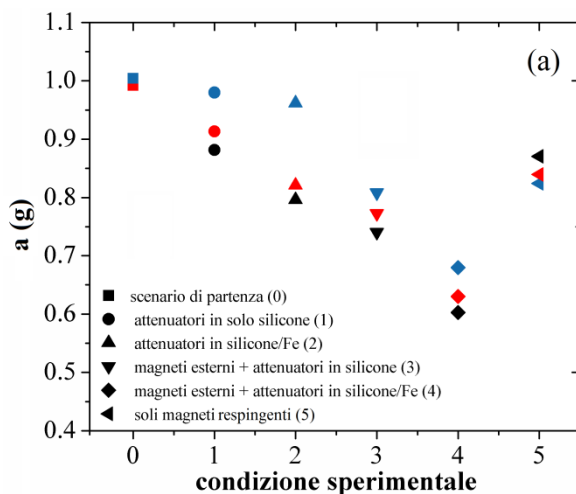


Fig. 4.47. Massime accelerazioni, in condizioni di risonanza, del telaio in alluminio anodizzato, nelle sei configurazioni sperimentali studiate. I simboli rappresentano i risultati ottenuti senza applicare un carico sul telaio in alluminio anodizzato (simboli in blu), con un carico di 8 Kg (simboli in rosso) e di 12 Kg (simboli in nero).

Dai risultati ottenuti in presenza del carico aggiuntivo di 12 kg sul telaio in alluminio anodizzato, riassunti in tabella 4.4, è possibile osservare un aumento dell'efficacia offerta dall'attenuatore in solo silicone e da quello in ferro/silicone, grazie alla maggiore compressione cui sono soggetti; infatti, l'attenuazione dell'ampiezza dell'accelerazione dovuta al solo silicone, diviene paragonabile a quella dovuta ai soli magneti respingenti, rimasta pressoché invariata rispetto al caso in cui il telaio non era appesantito.

Sia in assenza, sia in presenza del carico aggiuntivo sul telaio in alluminio anodizzato, il risultato in assoluto migliore è stato ottenuto nella configura-

zione sperimentale (4), vale a dire quando ai magneti respingenti si aggiunge il multistrato ferro/silicone, come schematizzato nella figura 4.43.

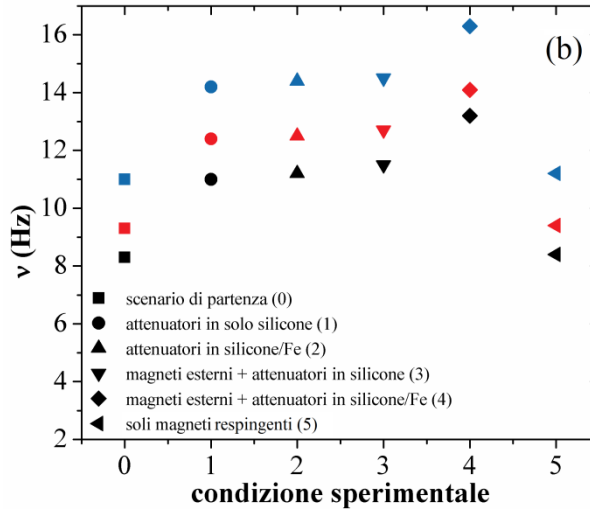


Fig. 4.48. Frequenze di risonanza del telaio in alluminio anodizzato, nelle sei configurazioni sperimentali studiate. I simboli rappresentano i risultati ottenuti senza applicare un carico sul telaio in alluminio anodizzato (simboli in blu), con un carico di 8 Kg (simboli in rosso) e di 12 Kg (simboli in nero).

Il ruolo giocato dalle azioni magnetiche è posto in luce con notevole chiarezza dal grafico di cui alla fig. 4.47. L'uso dei soli magneti posti in repulsione (scenario 5) consente una riduzione dell'ampiezza dell'accelerazione in risonanza di circa il 18% rispetto allo scenario di partenza: la medesima variazione percentuale che si registra quando si pone a confronto l'uso dei soli blocchetti in silicone (scenario 1) – che producono una piccola variazione percentuale rispetto allo scenario di partenza – con l'uso degli stessi blocchetti insieme ai magneti esterni in repulsione (scenario 3).

I benefici derivanti dall'uso combinato dei multistrato ferro/silicone e dei

magneti posti in repulsione, appaiono ancora più evidenti nei riguardi della riduzione del massimo spostamento  $\delta$ , che si registra in condizioni di risonanza. Nel diagramma rappresentato in Fig. 4.49, è rappresentato l'andamento dello spostamento massimo  $\delta$  nel caso in cui il telaio in alluminio è appesantito dal sovraccarico di 12 kg: l'utilizzo degli attenuatori in silicone/ferro (scenario 2) garantisce un abbattimento del massimo spostamento (in risonanza) pari al 56 percento, che viene incrementato di un ulteriore 33%, grazie alla decisiva aggiunta dei magneti esterni in repulsione (scenario 4), per una complessiva riduzione del 78 percento.

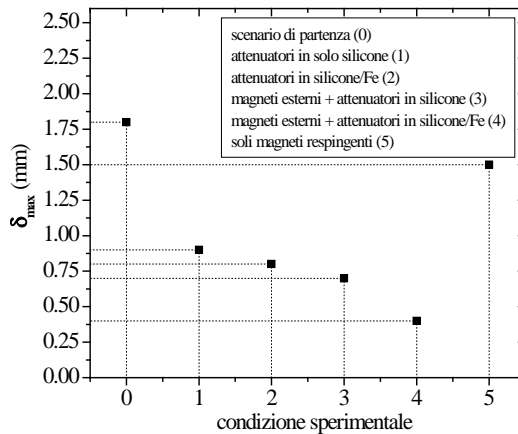


Fig. 4.49. Spostamento massimo  $\delta$ , in condizioni di risonanza, per le sei diverse configurazioni sperimentali investigate, nel caso di telaio appesantito da un carico di 12 kg.

Ai fini di una più completa caratterizzazione dei dispositivi utilizzati, con i diagrammi sperimentali ottenuti abbiamo proceduto alla stima dello **smorzamento viscoso equivalente**  $\xi_{eq}$  calcolato con il metodo della **Half-Power Bandwidth**. Tale metodo richiede la conoscenza della risposta (ampiezza dello spostamento) del sistema a un'eccitazione armonica, nell'intorno della frequenza di risonanza fondamentale. Il parametro  $\xi_{eq}$  tiene conto di tutti i meccanismi di dissipazione energetica esistenti nell'esperimento.

La *larghezza di banda* che dà il nome a tale approccio è quella illustrata in figura 4.50, tratta dal testo *Dynamics of Structures*, di Anil K. Chopra (professore di Ingegneria Civile presso l'Università di Berkeley, California); operativamente, a partire dai diagrammi ottenuti nelle sperimentazioni su tavola, si tratta di individuare le frequenze lette in corrispondenza delle ampiezze di spostamento pari a  $1/\sqrt{2}$  di quella di picco. Il rapporto tra la differenza e la somma di queste due frequenze è pari proprio allo smorzamento viscoso equivalente:  $\xi_{eq} = \frac{f_2 - f_1}{f_1 + f_2}$ .

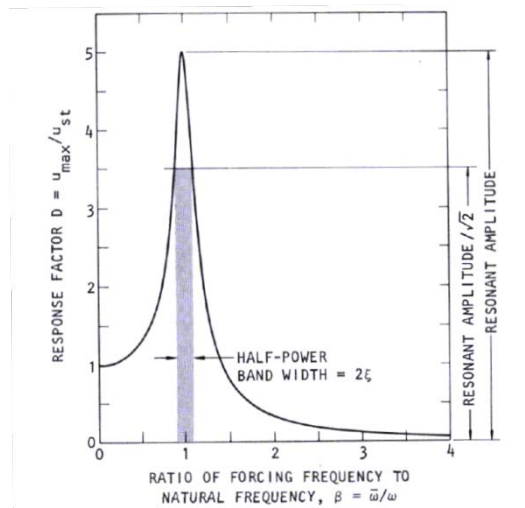


Fig. 4.50. Stima dello smorzamento viscoso equivalente attraverso test con vibrazioni armoniche forzate.

I coefficienti così ottenuti dalle misure sperimentali da noi effettuate, sono sintetizzati in tabella 4.5.

condizione sperimentale	$\xi_{eq}$	$\Delta\xi_{eq}$
	(%)	(%)
scenario di partenza (0)	2.6	-
attenuatori in solo silicone (1)	3.0	15
attenuatori in silicone/Fe (2)	3.5	35
magneti esterni + attenuatori in silicone (3)	4.9	88
magneti esterni + attenuatori in silicone/Fe (4)	5.9	127
soli magneti esterni (5)	4.0	54

Tabella. 4.5. Smorzamenti viscosi equivalenti e loro variazioni rispetto allo scenario (0) nelle 6 diverse configurazioni sperimentali investigate.

Dai dati in tabella si nota come lo smorzamento viscoso equivalente, pari al 2.6% in assenza di qualunque dispositivo di attenuazione delle vibrazioni, aumenti del 15 % con l'uso di smorzatori in solo silicone, e del 127 % con l'uso degli elastomagnetici, con i quali si ottiene uno smorzamento viscoso equivalente del 5.9 %.



## CONCLUSIONI

*Acta est fabula*

### ***Premessa***

In queste ultime pagine, cercheremo di rispondere agli interrogativi che ci siamo posti e prima e durante il lavoro di ricerca; in particolare, analizzeremo se e come siano stati raggiunti gli obiettivi fissati, e getteremo le linee guida di possibili attività future.

### ***Attenuazione delle vibrazioni***

Nella prima fase di attività, sono stati progettati e costruiti degli attenuatori prototipo, costituiti da componenti rigide magnetiche in matrice elastica, dimostrando le loro interessanti capacità in applicazioni su modelli in piccola scala e con l'ausilio di uno shaker elettrodinamico. In seguito, è stato studiato il comportamento di un sistema meccanico in scala maggiore, lavorando nell'intervallo delle basse frequenze (fino ai 20 Hz), con la finalità di abbattere le *vibrazioni relative* tra due strutture di differente rigidità, soggette ad oscillazioni armoniche con la stessa potenza di eccitazione impressa.

L'innovazione usata in quest'ultimo caso, rispetto alle indagini precedenti, è stata quella di *separare* la componente magnetica dell'attenuatore dal multistrato ferro/silicone, ottenendo una maggiore versatilità d'uso, unitamente ad una migliorata facilità di confezionamento dell'attenuatore. Un ulteriore risultato sulle potenzialità nuove, offerte dagli attenuatori elastomagnetici, è costituito dalla conferma evidente che, se da un lato possono essere considerati dispositivi passivi, dall'altro, grazie alla presenza dei magneti permanenti, si avvicinano molto agli attenuatori attivi, in quanto possono variare la loro risposta in funzione della deformazione conseguente all'oscillazione

eccitante. Cionondimeno, tale variazione della risposta meccanica dell'attenuatore non dipende da alcuna fonte di energia esterna, bensì dalla deformazione che questo subisce per effetto delle sollecitazioni agenti, di modo che l'attenuatore *elastomagnetico* può essere definito come un dispositivo *auto-attivo* di controllo delle vibrazioni; ciò comporta, tra i numerosi vantaggi, un notevole risparmio energetico e una condizione di continua operatività.

I dati sinora raccolti hanno mostrato ottimi risultati nel caso di regime vibrazionale sussultorio, quando cioè le oscillazioni trasmesse dalla base oscillante al corpo sorretto si propagano parallelamente all'asse principale della forza magnetica. Gli attenuatori elastomagnetici, infatti, grazie all'azione asimmetrica delle forze magnetiche, hanno dimostrato un comportamento migliore, in termini di attenuazione delle vibrazioni e allontanamento dalle basse frequenze, rispetto ai dispositivi in solo silicone e agli attenuatori compositi con elementi rigidi non magnetici, tutti testati nelle medesime condizioni.

Pertanto, sulla scorta di tali evidenze sperimentali, si è voluta testare l'efficacia degli attenuatori elastomagnetici nel caso di onde *longitudinali*, che si propagano ancora parallelamente all'asse principale della forza magnetica, con l'obiettivo, però, di studiare l'attenuazione ottenuta con tali dispositivi nel caso di oscillazioni orizzontali relative tra due manufatti con rigidzze molto diverse; lo shaker ha impresso le oscillazioni al più deformabile dei due sistemi, con una potenza di eccitazione costante e a frequenza variabile.

Il risultato preminente è che l'attenuazione operata dagli elastomagnetici è efficace anche per vibrazioni orizzontali e non solo, quindi, nel caso sussultorio; resta provato, inoltre, come sia sufficiente direzionare le forze magnetiche parallelamente alla direzione della oscillazione che si vuole smorzare.

Un altro importante dato, di grande interesse in vista di ulteriori miglioramenti e future applicazioni, consiste nella chiara dimostrazione sperimentale che l'azione di contrasto delle oscillazioni e della entrata in risonanza, si

basa sia sulla *entità* delle forza magnetica media, sia sulla *variazione* che essa subisce durante l'oscillazione. Infatti, i risultati (cfr. figure 4.21 e 4.22) mostrano che l'azione dei magneti è tanto più efficace quanto più questi sono vicini: gli attenuatori elastomagnetici, dimensionati adeguatamente e opportunamente confinati e precompressi, possono efficacemente prevenire e limitare le oscillazioni del sistema meccanico più deformabile.

Nella seconda parte dell'attività sperimentale si è passati a studiare l'intervallo delle basse frequenze (fino ai 20 Hz), con la finalità di abbattere, anche in questo caso, le vibrazioni relative tra due strutture di differente rigidità, che sono, però, soggette entrambe alla stessa eccitazione impressa. A tal fine, sono stati testati su tavola vibrante due piccoli telai, realizzati uno in alluminio anodizzato e l'altro in ferro zincato, così da ottenere le differenti rigidità richieste. In primo luogo, si è riusciti a realizzare esperimenti ad hoc per separare l'effetto delle sole forze magnetiche da quello degli altri componenti intrinseci passivi, presenti nell'attenuatore composito.

Il ruolo svolto dalle azioni magnetiche è posto in luce con notevole chiarezza dai risultati dei numerosi esperimenti eseguiti che mostrano come, quando si utilizzano soltanto i magneti permanenti (scenario 5, cfr. tabella 4.3), l'ampiezza dell'accelerazione del telaio meno rigido in condizioni di risonanza è ridotta del 18%: un abbattimento già interessante di per sé, soprattutto se si considerano tutti quei casi pratici in cui non è possibile – o non si desidera – collocare un dispositivo nel giunto tra due manufatti, e si preferisce, invece, che questi restino del tutto separati.

L'abbattimento percentuale del 18% si registra anche quando si pone a confronto l'uso dei soli blocchetti in silicone (scenario 1, cfr. ancora tabella 4.3) con l'uso degli stessi blocchetti insieme ai magneti esterni in repulsione (scenario 3), a conferma del fatto che l'aumento di attenuazione è dovuto proprio alle forze magnetiche. Tuttavia, se si pone a confronto la riduzione

dell'ampiezza quando si utilizzano attenuatori multistrato silicone/ferro (scenario 2) con il caso in cui, in aggiunta a questi, si collocano pure i magneti permanenti (scenario 4, cfr. ancora tabella 4.3) si osserva come il contributo aggiuntivo fornito da questi ultimi sia non più del 18%, bensì del 28%. Ciò è interpretato dalla considerazione che l'elemento di ferro dolce presente nel pacchetto multistrato, incrementando le azioni magnetiche ed il loro gradiente, si comporta, di fatto, come un terzo magnete, potenziando gli effetti di attenuazione.

Ancora più interessante è porre in essere il confronto riferendosi direttamente al massimo spostamento  $\delta$ , cui è soggetto il telaio meno rigido quando entra in risonanza. Come si evince ancora dalla tabella 4.3, con l'utilizzo di attenuatori di solo silicone si ottiene, in condizioni di risonanza, una riduzione del 50 per cento dello spostamento massimo, rispetto al caso in cui non v'è alcun dispositivo di attenuazione (scenario di partenza). Tale riduzione è di poco incrementata, arrivando al 58%, quando l'attenuazione delle vibrazioni è affidata al multistrato ferro/silicone (scenario 2). Soltanto quando a tali multistrato si aggiungono i magneti permanenti (scenario 4) si raggiungono i risultati migliori, ottenendo un abbattimento totale dello spostamento massimo del 75%.

Il complesso dei risultati positivi, ottenuti nella seconda parte della sperimentazione, evidenzia come gli elastomagnetici costituiscano, in prospettiva, una valida e non costosa alternativa ai dispositivi attivi e semi-attivi standard, considerando anche la loro grande adattabilità in forma e dimensioni, e offrono, in tal senso, nuovi spunti alla ricerca.

I possibili utilizzi possono essere molteplici e di fondamentale importanza anche in campo strutturale. Per esempio, potrebbero essere utilmente impiegati al fine di isolare sismicamente opere d'arte di particolare pregio, apparecchiature biomedicali, strumentazione di laboratorio, o comunque tutti

quei beni la cui integrità sarebbe ugualmente compromessa anche se il manufatto edilizio che li ospita subisce danni lievi. Sempre restando in ambito civile, non è da escludere la loro possibile installazione:

a) nei controventi, con l'intento di incrementare la dissipazione dell'energia sismica in ingresso. La controventatura tradizionale, infatti, aumentando la rigidità della struttura, comporta inevitabilmente anche un incremento delle azioni inerziali e rende, tra le altre cose, più onerosa la verifica agli stati limite ultimi (SLU);

b) nei giunti sismici tra due strutture, al fine di ridurre gli effetti del martellamento strutturale. È ricorrente, infatti, riscontrare l'inadeguatezza dei giunti sismici classici nelle verifiche agli stati limite, qualora si considerino le due strutture oscillanti in opposizione di fase.

### ***Sensoristica***

L'utilizzo di materiali compositi innovativi, costituiti da microparticelle solide disperse all'interno di una matrice in silicone, ha stimolato, negli ultimi anni, la produzione di numerose applicazioni tecnologiche, a cominciare dai componenti magnetoreologici e piezoreologici per shock-adsorbers, fino ai sensori piezoresistivi, ai trasduttori e ai dispositivi magnetoelastici in genere. Quando le particelle disperse sono di natura magnetica, gli elastomeri che si ottengono sono generalmente definiti compositi elastomagnetici, e mostrano un peculiare accoppiamento tra la magnetizzazione e la deformazione, indipendente dall'intrinseca magnetoelasticità delle particelle magnetiche.

Forti della vasta esperienza del nostro gruppo di ricerca, abbiamo studiato, in questo lavoro di tesi, il comportamento dei materiali compositi elastomagnetici, concentrandoci, in particolare, sull'effetto magneto-piezo-resistivo, vero fiore all'occhiello della nostra attività sperimentale e teorica. Esso con-

siste, nei materiali che abbiamo prodotto in laboratorio, in un cambiamento colossale ( $\Delta R / \Delta(\partial B_z / \partial z) \geq 0.5 \cdot 10^{12} \Omega m / T$ , cfr. par § 3.1) della resistenza elettrica, indotto da un moderato gradiente del campo di induzione magnetica. Il modello teorico previsionale che proponiamo (cfr. ancora § 3.1), restituisce valori molto vicini all'evidenza sperimentale, e pone in luce il ruolo determinante giocato dalla dimensione delle particelle magnetiche, nonché dalla loro percentuale in volume nel composito ai fini di potenziare la piezoresistività e la sensibilità magneto-piezoresistiva del materiale.

In precedenti sperimentazioni [28] abbiamo utilizzato microparticelle di nichel, dalla forma quasi-sferica, con un diametro medio di 2.5  $\mu m$ ; in questo lavoro di tesi, invece, ci siamo serviti di microparticelle di ferro, aventi anch'esse una forma quasi-sferica, ma di diametro medio pari a 7.5  $\mu m$ . Il ferro consente, infatti, rispetto al nichel, di ottenere valori più elevati del campo magnetico di saturazione, per valori più bassi del campo di induzione magnetica applicato. Contemporaneamente, la maggiore dimensione delle particelle causa, fissato un certo valore della deformazione longitudinale  $\varepsilon_z$  del provino, una maggiore deformazione locale  $\varepsilon_g$  e dunque una maggiore prossimità tra le particelle, che si traduce in una maggiore diminuzione della resistenza elettrica. In accordo con le previsioni del nostro modello teorico, tali modifiche nella scelta delle particelle hanno concorso ad incrementare l'effetto magneto-piezoresistivo: un gradiente del campo di induzione magnetica, pari a 1 T/m, è stato capace di produrre una variazione della resistenza elettrica del 95%, quando era invece necessario, negli elastomagnetici con microparticelle in nichel, un gradiente di 3 T/m perché la variazione percentuale della resistenza elettrica fosse del 60%.

Abbiamo ottenuto, quindi, un materiale le cui prestazioni lo rendono di grande interesse per un suo possibile utilizzo in sensori di posizione *contactless*, o anche in lettori di basse frequenze, dove i tradizionali accelerometri piezoelettrici, applicati in ambito civile, meccanico ed aeronautico, non so-

no molto affidabili.

Nel corso del periodo trascorso all'estero, presso l'Istituto de Magnetismo Aplicado de Madrid, sotto la guida del prof. Antonio Hernando Grande e della prof.ssa Pilar Marin Palacios, abbiamo condotto diverse sperimentazioni, volte a porre in luce l'utilizzo dei microfilì magnetici come sensori di tensione e/o deformazione.

I microfilì di cui ci siamo serviti nell'attività sperimentale (composizione  $\text{Fe}_{2.25}\text{Co}_{72.75}\text{Si}_{10}\text{B}_{15}$ ) sono stati realizzati con la tecnica di Taylor-Ulitovsky, e la loro composizione è stata ottimizzata per garantire una magnetostrizione negativa che fosse la massima possibile. La caratterizzazione alle alte frequenze è stata condotta in una camera anecoica, servendosi di antenne elicoidali, ad una frequenza di 1.29 GHz.

È noto come i meccanismi di assorbimento energetico delle microonde, da parte di un microfilò, siano influenzati dall'applicazione di un campo magnetico alternato a bassa frequenza (BIAS): quest'ultimo, infatti, altera lo stato di magnetizzazione del filo e, conseguentemente, la dinamica con cui esso assorbe le microonde. Gli effetti del BIAS sono già stati ampiamente studiati in letteratura; nelle indagini sperimentali che abbiamo condotto, pertanto, lo scopo non è stato quello di valutare gli effetti del BIAS sulla modulazione delle microonde, bensì studiare la variazione di tale modulazione per effetto delle tensioni applicate al microfilò.

Allo scopo (cfr. § 3.3), sono stati annegati 3 microfilì all'interno di un nastro in silicone, realizzando così un provino facilmente deformabile. Con l'ausilio di un PNA (*Portable Network Analyzer*) abbiamo registrato la modulazione delle microonde posta in essere dall'insieme dei 3 microfilì, al variare della tensione longitudinale impressa al nastro mediante un apparato meccanico, realizzato ad hoc.

I dati, registrati nel dominio del tempo, mostrano che il segnale emesso

dalle antenne elicoidali utilizzate, è modulato con un periodo pari al reciproco della frequenza del BIAS; l'ampiezza della modulazione è stata valutata come la differenza tra il massimo ed il minimo valore, in dBm, in un periodo.

In particolare, è stata valutata la variazione della modulazione del segnale, per diversi valori della tensione longitudinale  $\sigma$  applicata al nastro, da 0 a 2.5 MPa. Dai dati sperimentali, si è potuto evincere che la *forma* del segnale è molto sensibile alla tensione longitudinale applicata: l'andamento rilevato, periodico con periodo pari proprio a quello del BIAS, ha la sua massima ampiezza a tensione nulla, e decresce progressivamente al crescere dello sforzo normale applicato. Dal punto di vista fisico, l'assorbimento di potenza decresce al crescere della tensione applicata sul filo. Tale fenomeno dipende dalla magnetostrizione negativa che caratterizza il microfilo: ricordando, infatti, che il campo di anisotropia aumenta al crescere della tensione applicata, si può concludere che tale incremento riduce la capacità del microfilo di modulare le microonde alla frequenza di lavoro utilizzata (quella del BIAS).

Raccogliendo opportunamente i dati sperimentali e diagrammando l'ampiezza delle modulazioni in funzione della tensione longitudinale applicata, è stato possibile desumere una legge di variazione che, con buona approssimazione, è di tipo lineare, e che costituisce un'utile base di partenza in vista di successivi studi e applicazioni. Infatti, noto il legame tra l'ampiezza della modulazione del segnale e la corrispondente tensione longitudinale applicata al microfilo, è possibile realizzare dei sensori, capaci di rilevare anche stati tensionali molto tenui, con tutti i vantaggi che derivano dal carattere *wireless* delle misure e dall'uso di campi alterni BIAS a basse frequenze, più economici di molteplici alternative ad alta frequenza.

Possibili applicazioni nel campo dell'ingegneria civile potrebbero essere, ad esempio, il monitoraggio delle infrastrutture ferroviarie e stradali (piloni,



travi da ponte), dei pannelli murari, delle opere di difesa idraulica del territorio, o anche lo *structural monitoring* di quei manufatti edilizi danneggiati, in attesa di interventi di messa in sicurezza e/o manutenzione.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] Giovanni Ausanio, Vincenzo Iannotti, Enrico Ricciardi, Luca Lanotte, Luciano Lanotte, **Magneto-piezoresistance in Magnetorheological elastomers for magnetic induction gradient or position sensors**, *Sensors and Actuators A* 205 (2014) 235 – 239
- [2] L. Lanotte, G. Ausanio, C. Hison, V. Iannotti, C. Luponio, C. Luponio Jr., **State of the art and development trends of novel nanostructured elastomagnetic composites**, *J. Optoelectron. Adv. Mater.* 6 (2004) 523 – 532
- [3] L. Lanotte, G. Ausanio, C. Hison, V. Iannotti, C. Luponio, **The potentiality of composite elastic magnets as novel materials for sensors and actuators**, *Sensors and Actuators A* 106 (2003) 56 – 60
- [4] L. Lanotte, G. Ausanio, V. Iannotti, C. Luponio, **Influence of particle pre-orientation on the elastomagnetic effect in a composite material of ellipsoidal Ni microparticles in a silicone matrix**, *Appl. Phys. A: Mater. Sci. Process.* 77 (2003) 953 – 958
- [5] L. Lanotte, G. Ausanio, V. Iannotti, G. Pepe, G. Carotenuto, P. Netti, L. Nicolais, **Magnetic and magnetoelastic effects in a composite material of Ni micro-particles in a silicone matrix**, *Phys. Rev. B* 63 (2001) 054438
- [6] G. Ausanio, A.C. Barone, C. Campana, V. Iannotti, C. Luponio, G.P. Pepe, L. Lanotte, **Giant resistivity change induced by strain in a composite of conducting particles in an elastomer matrix**, *Sens. Actuators A* 127 (2006) 56 – 62
- [7] S. Sassi, G. Canavese, **Spiky nanostructured metal particles as filler of polymer composites showing tunable electrical conductivity**, *J. Polym. Sci. B: Polym. Phys.* 50 (2012) 984 – 992

- [8] O. Acher, A. L. Adenot, and S. Deprot, *J. Magn. Magn. Mat.* 249 – 264 (2002)
- [9] M.Ledieu, F.Schoenstein, S.Deprot, A-L.Adenot, F.Bertin, and O.Acher, *IEEE Trans. on Magn.* 39, 3046 (2003)
- [10] A. Bray, **Estensimetri Elettrici a Resistenza**, Roma – CNR 1965
- [11] C. Carmignani, **Dinamica Strutturale**, Edizioni ETS, Pisa 2001
- [12] D. Foti, M. Mongelli, **Isolatori sismici per edifici esistenti e di nuova costruzione**, Dario Flaccovio Editore (2011)
- [13] B. Kirikov, **History of earthquake resistant construction from antiquity to our times**, Instituto de Construcción Eduardo Torroja (CSIC), Fundación MAPFRE (1992)
- [14] L. Lanotte, **Appunti di Fisica Generale II**, Napoli (2004)
- [15] Y. Ping, *Int. J. Mater. Prod. Technol.*, **33** (4) (2008) 349 – 360
- [16] F.J. Fahy, **Sound and Structural Vibration**, Academic, London, 1994
- [17] S. Asiri, M. Al-Bassiyouni, *Int. J. of Vehicle Noise and Vibration*, **7** (2011) 1 – 15
- [18] C.R. Fuller, S.J. Elliott, and P.A. Nelson, **Active Control of Vibration**, Academic, London, 1996
- [19] C. Paulitsch, P. Gardonio, S.J. Elliott, *Smart Mater. Struct.*, **15** (2006) 499 – 508
- [20] S.J.McManus, K.A.St. Clair, P.É.Boileau, J.Boutin, S.Rakheja, *Journal of Sound and Vibration*, **253** (2002) 313 – 327
- [21] S. Sassi, K. Cherif, L. Mezghani, M. Thomas, and A. Kotrane, *Smart Mater. Struct.*, **14** (2005) 811 – 822
- [22] J. Shaw, J.-D.Huang, **Lecture Notes in Electrical Engineering**, vol. 234, Springer, New York, USA, 2013, pp. 869 – 876
- [23] K. Williams, G. Chiu, R. Bernhard, *J. Sound Vib.*, **249** (5) (2002) 835

– 848

- [24] K. Ma, M.N. Ghasemi-Nejhad, *Smart Mater. Struct.*, **13** (5) (2004) 1143 – 1154
- [25] C.Peng, X.L.Gong, *Appl. Mech. Mater.*, **312** (2013) 262 – 267
- [26] J. Tang, and K.W. Wang, *Smart Mater. Struct.*, **10** (2001) 794 – 806
- [27] Giovanni Ausanio, Vincenzo Iannotti, Enrico Ricciardi, Luciano Lanotte, Cornelia Hison, Evangelos Hristoforou, **Potentiality of a novel elastomagnetic attenuator for vibration control**, *Sensors and Actuators A*, **159** (2010) 219 – 226
- [28] Giovanni Ausanio, Cornelia L. Hison, Vincenzo Iannotti, Luca Lanotte, Luciano Lanotte, **Magneto-piezoresistance in elastomagnetic composites**, *J. Appl. Phys.* 110, 063903 (2011)
- [29] Anil K. Chopra, **Dynamics of Structures**, Berkeley University
- [30] A. G. Gorriti, P. Marin, A. Hernando, **Microwave Power Absorption by Microwires Under Tensile Stress**, *Sensor Letters* Vol. 7, 1-4, 2009